

**JP 2006504372**

**PUB DATE: 2006-02-02**

**APPLICANT: QUALCOMM Incorporated**

**HAS ATTACHED HERETO CORRESPONDING ENGLISH LANGUAGE EQUIVALENT:**

**WO 2004038986**

**PUB DATE: 2004-05-06**

**APPLICANT: QUALCOMM INC [US]**

# CLOSED-LOOP RATE CONTROL FOR A MULTI-CHANNEL COMMUNICATION SYSTEM

Page JP 2006504372 (A) - CLOSED-LOOP RATE CONTROL FOR A MULTI-CHANNEL  
bookmark COMMUNICATION SYSTEM

Publication date: 2006-02-02

Inventor(s):

Applicant(s): QUALCOMM Incorporated

- international: *H04B7/04; H04B7/06; H04B7/08; H04L1/00; H04L1/06; H04L1/08; H04L1/22; H04L12/28; H04L12/56; H04L25/02; H04L25/03; H04L27/26; H04L29/08; H04B7/005; H04L1/16; H04W16/28; H04W52/50*

Classification: H04B7/04M1; H04B7/06C2C; H04B7/06M; H04B7/08C4J2;  
- European: H04L1/00A8Q; H04L1/06T9; H04L1/20; H04L12/28W; H04L12/56B;  
H04L25/02C11A; H04L25/03B9; H04L27/26M; H04L27/26M1;  
H04L27/26M1R; H04L27/26M5

Application number: JP20050501709T 20031024

Priority number(s): US20020421309P 20021025; US20030448801 20030531; WO2003US34570 20031024

Abstract not available for JP 2006504372 (A)

Abstract of corresponding document: WO 2004038986 (A2)

Closed-loop rate control for data transmission on multiple parallel channels is provided. An inner loop estimates the channel conditions for a communication link and selects a suitable data rate for each of the multiple parallel channels based on the channel estimates. For each parallel channel, a received SNR is computed based on the channel estimates, an operating SNR is computed based on the received SNR and an SNR offset for the parallel channel, and the data rate is selected based on the operating SNR for the parallel channel and a set of required SNRs for a set of data rates supported by the system. An outer loop estimates the quality of data transmissions received on the multiple parallel channels and adjusts the operation of the inner loop. For example, the SNR offset for each parallel channel is adjusted based on the status of packets received on that parallel channel.



**【特許請求の範囲】****【請求項1】**

無線通信システムにおいて複数の並列チャネルでデータを送信するための方法であって、

前記複数の並列チャネルの各々のチャネル推定を得ることと、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択することであって、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルのデータレートを示していることと、

前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを送信エンティティに送ることであって、前記複数の並列チャネルの各々でのデータ送信は、前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードに従って前記送信エンティティで処理されることと、  
を備える方法。

**【請求項2】**

前記送信エンティティから前記複数の並列チャネルでのデータ送信を受信することと、

前記複数の並列チャネルの各々について選択された前記送信モードに従って前記データ送信を処理して、前記並列チャネルで送信されたデータを回復することと、をさらに備える請求項1記載の方法。

**【請求項3】**

前記複数の並列チャネルの各々の前記チャネル推定は、前記並列チャネルの少なくとも1つのチャネル利得推定と雑音フロア推定とを含む請求項1記載の方法。

**【請求項4】**

前記選択ステップは、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の受信信号対雑音比 (SNR) を判断することを含んでおり、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルの前記受信SNRに基づいて選択される請求項1記載の方法。

**【請求項5】**

前記選択ステップはさらに、

前記複数の並列チャネルの各々のSNRオフセットを判断することを含み、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードはさらに前記並列チャネルの前記SNRオフセットに基づいて選択される請求項4記載の方法。

**【請求項6】**

前記選択ステップはさらに、

前記複数の並列チャネルの各々の動作SNRを、前記並列チャネルの前記受信SNRおよび前記SNRオフセットに基づいて判断することを含み、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルの前記動作SNRに基づいて選択される請求項5記載の方法。

**【請求項7】**

前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードはさらに、前記システムによってサポートされている1セットの送信モードの1セットの必要SNRに基づいて選択される請求項6記載の方法。

**【請求項8】**

前記複数の並列チャネルの各々で受信された前記データ送信の品質を推定することをさらに含み、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードはさらに、前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて選択される請求項1記載の方法。

**【請求項9】**

前記並列チャネルで受信されたデータパケットのステータスに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記SNRオフセットを調整することをさらに備える請求項5記載の方法。



**【請求項10】**

前記並列チャネルに対して維持されている少なくとも1つのデコードメトリクスに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記SNRオフセットを調整することをさらに備える請求項5記載の方法。

**【請求項11】**

前記複数の並列チャネルの各々のパケットエラーを検出することと、  
前記並列チャネルの前記パケットエラーに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを調整することと、をさらに備える請求項1記載の方法。

**【請求項12】**

前記並列チャネルの前記受信SNRおよび必要SNRに基づいて前記複数の並列チャネルの各々のSNRマージンを判断することと、

前記複数の並列チャネルのSNRマージンに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを調整することと、をさらに備える請求項4記載の方法。

**【請求項13】**

前記複数の並列チャネルに全送信電力を分配することを備えており、前記複数の並列チャネルの各々の前記動作SNRはさらに前記並列チャネルに分配されている送信電力に基づいて判断される請求項6記載の方法。

**【請求項14】**

前記全送信電力は前記複数の並列チャネルに均一に分配される請求項13記載の方法。

**【請求項15】**

前記全送信電力は注水手順を使用して前記複数の並列チャネルに分配される請求項13記載の方法。

**【請求項16】**

前記並列チャネルの前記動作SNRと、前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードの必要SNRと、前記並列チャネルに分配された前記送信電力とに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の過剰電力を判断することと、

前記複数の並列チャネルの各々の前記過剰電力を累積して、前記複数の並列チャネルの全過剰電力を得ることと、

前記全過剰電力を前記複数の並列チャネルのうちの少なくとも1つに再分配することと、を備える請求項13記載の方法。

**【請求項17】**

前記全過剰電力は前記複数の並列チャネルのうちの不飽和並列チャネルに均一に再分配され、前記不飽和並列チャネルは、ゼロより大きくかつ最大データレート未満のデータレートを有している請求項16記載の方法。

**【請求項18】**

前記全過剰電力によってデータレートの最高増加を達成することができる前記全過剰電力は、前記複数の並列チャネルから選択された1つの並列チャネルに再分配される請求項16記載の方法。

**【請求項19】**

前記複数の並列チャネルの各々は複数のサブバンドを含む方法であって、前記方法はさらに、

前記複数の並列チャネルの各々の前記送信電力を前記並列チャネルの前記複数のサブバンドに分配し、前記複数のサブバンドの類似の受信SNRを達成することを備える請求項13記載の方法。

**【請求項20】**

前記複数の並列チャネルの各々は複数のサブバンドを含む方法であって、前記方法はさらに、

前記複数の並列チャネルの各々の前記送信電力を前記並列チャネルの前記複数のサブバンドに均一に分配することを備える請求項13記載の方法。

**【請求項21】**

前記無線通信システムは直交周波数分割多重 (OFDM) 通信システムであり、前記複数の並列チャネルはサブバンドの複数のディスジョイントセットによって形成されている請求項 1 記載の方法。

【請求項22】

前記無線通信システムは周波数分割多重 (FDM) 通信システムであり、前記複数の並列チャネルは複数の周波数サブバンドによって形成されている請求項 1 記載の方法。

【請求項23】

前記無線通信システムは時分割多重 (TDM) 通信システムであり、前記複数の並列チャネルは複数のタイムスロットによって形成されている請求項 1 記載の方法。

【請求項24】

前記無線通信システムは多入力多出力 (MIMO) 通信システムであり、前記複数の並列チャネルは複数の空間チャネルによって形成されている請求項 1 記載の方法。

【請求項25】

前記無線通信システムは、直交周波数分割多重 (OFDM) を有する多入力多出力 (MIMO) 通信システムである請求項 1 記載の方法。

【請求項26】

前記複数の並列チャネルは複数の広帯域空間チャネルによって形成されており、前記複数の並列チャネルの各々は複数のサブバンドを含んでいる請求項 2 5 記載の方法。

【請求項27】

前記複数の並列チャネルの各々の前記チャネル推定は、前記送信エンティティによって複数のアンテナの各々から送信されたパイロットに基づいて得られる請求項 2 5 記載の方法。

【請求項28】

前記複数の並列チャネルの各々の前記チャネル推定は、前記送信エンティティによって複数のアンテナから送信されたステアード基準に基づいて得られる請求項 2 5 記載の方法。

【請求項29】

複数の並列チャネルの各々のチャネル推定を得るための手段と、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて、前記並列チャネルのデータレートを示す前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択するための手段と、

前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを送信エンティティに送るための手段であって、前記複数の並列チャネルの各々のデータ送信は、前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードに従って前記送信エンティティで処理される手段と、を備える無線通信システムにおける装置。

【請求項30】

前記送信エンティティから前記複数の並列チャネルでデータ送信を受信するための手段と、

前記複数の並列チャネルの各々に対して選択された前記送信モードに従って前記受信データ送信を処理し、前記並列チャネルで送られたデータを回復するための手段と、をさらに備える請求項 2 9 記載の装置。

【請求項31】

前記選択手段はさらに、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の受信信号対雑音比 (SNR) を判断するための手段を含み、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルの前記受信 SNR に基づいて選択される請求項 2 9 記載の装置。

【請求項32】

前記複数の並列チャネルの各々で受信された前記データ送信の品質を推定するための手段をさらに備えており、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードはさらに、前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて選択される請求項 2 9 記載の装置。

載の装置。

【請求項33】

複数の並列チャネルの各々のチャネル推定を得るように動作するチャネル推定器と、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択するように動作するコントローラとを備えており、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルのデータレートを示しており、また前記複数の並列チャネルの各々のデータ送信は前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードに従って送信エンティティにおいて処理される無線通信システムにおける装置。

【請求項34】

前記複数の並列チャネルのデータ送信を受信し、前記複数の並列チャネルの各々に対して選択された前記送信モードに従って前記受信データ送信を処理して前記並列チャネルで送られたデータを回復するように動作する受信 (RX) データプロセッサをさらに備える請求項33記載の装置。

【請求項35】

前記コントローラは、前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の受信信号対雑音比 (SNR) を判断し、前記並列チャネルの前記受信 SNR に基づいて並列チャネルごとに前記送信モードを選択するように動作する請求項33記載の装置。

【請求項36】

前記コントローラは、前記複数の並列チャネルの各々で受信された前記データ送信の品質の推定を得て、前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて並列チャネルごとに前記送信モードを調整するように動作する請求項33記載の装置。

【請求項37】

無線通信システムにおいて複数の並列チャネルでデータを送信するための方法であって、

受信エンティティからフィードバック情報を受信することであって、前記フィードバック情報は前記複数の並列チャネルの品質を示していることと、

前記フィードバック情報に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを判断することであって、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルのデータレートを示していることと、

前記並列チャネルの前記送信モードに従って前記複数の並列チャネルの各々のデータを処理することと、

前記複数の並列チャネルの各々の前記処理済みデータを前記並列チャネルで前記受信エンティティに送信することと、を備える方法。

【請求項38】

前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルに対して得られたチャネル推定に基づいて前記受信エンティティによって選択され、また前記フィードバック情報は前記複数の並列チャネルに対して前記受信エンティティによって選択された複数の送信モードを含む請求項37記載の方法。

【請求項39】

前記複数の並列チャネルの各々のチャネル利得推定を得ることをさらに備えており、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは、前記並列チャネルの前記チャネル利得推定と、前記受信エンティティからの前記フィードバック情報に含まれている前記並列チャネルの雑音フロア推定とに基づいて判断される請求項37記載の方法。

【請求項40】

前記複数の並列チャネルの各々の前記チャネル利得推定は前記受信エンティティから受信されたステアード基準に基づいて得られる請求項39記載の方法。

【請求項41】

前記複数の並列チャネルのうちの第1の並列チャネルの前記送信モードの調整を受信することと、

前記第1の並列チャネルの前記送信モードの前記調整に従って前記第1の並列チャネルのデータを処理することと、をさらに備える請求項37記載の方法。

【請求項42】

前記第1の並列チャネルの前記送信モードの前記調整は前記第1の並列チャネルに対して検出されたバケットエラーに基づいて判断される請求項41記載の方法。

【請求項43】

前記第1の並列チャネルの前記送信モードの前記調整は前記第1の並列チャネルの受信信号対雑音比 (SNR) および必要SNRに基づいて判断される請求項41記載の方法。

【請求項44】

前記複数の並列チャネルの各々について、前記並列チャネルの複数のサブバンドの複数の送信ウェイトを計算することであって、前記複数の送信ウェイトは前記並列チャネルの前記複数のサブバンドの類似の受信信号対雑音比 (SNR) を達成することと、

前記複数の並列チャネルの各々の前記処理済みデータを前記並列チャネルの前記複数の送信ウェイトによってスケーリングすることと、をさらに備えており、前記複数の並列チャネルの各々の前記スケーリング済みかつ処理済みデータは前記並列チャネルで送信される請求項37記載の方法。

【請求項45】

複数の並列チャネルの品質を示している受信エンティティからのフィードバック情報を受信するための手段と、

前記フィードバック情報に基づいて、前記並列チャネルのデータレートを示している複数の並列チャネルの各々の送信モードを判断するための手段と、

前記並列チャネルの前記送信モードに従って前記複数の並列チャネルの各々のデータを処理するための手段と、

前記複数の並列チャネルの各々の前記処理済みデータを前記並列チャネルで送信するための手段と、を備える無線通信システムにおける装置。

【請求項46】

前記複数の並列チャネルの各々のチャネル利得推定を得るための手段をさらに備えており、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルの前記チャネル利得推定と、前記受信エンティティからの前記フィードバック情報に含まれている前記並列チャネルの雑音フロア推定とに基づいて判断される請求項45記載の装置。

【請求項47】

前記複数の並列チャネルのうちの第1の並列チャネルの前記送信モードの調整を受信するための手段と、

前記第1の並列チャネルの前記送信モードの前記調整に従って前記第1の並列チャネルのデータを処理するための手段と、をさらに備える請求項45記載の装置。

【請求項48】

受信エンティティから受信され、複数の並列チャネルの品質を示しているフィードバック情報に基づいて、前記並列チャネルのデータレートを示している複数の並列チャネルの各々の送信モードを判断するように動作するコントローラと、

前記並列チャネルの前記送信モードに従って前記複数の並列チャネルの各々のデータを処理するように動作する送信 (TX) データプロセッサと、

前記複数の並列チャネルの各々の前記処理済みデータを前記並列チャネルで送信するように動作する少なくとも1つの送信機ユニットと、を備える無線通信システムにおける装置。

【請求項49】

前記コントローラは、前記複数の並列チャネルの各々のチャネル利得推定を得、前記並列チャネルの前記チャネル利得推定と、前記受信エンティティからの前記フィードバック情報に含まれている前記並列チャネルの雑音フロア推定とに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを判断するように動作する請求項48記載の装置。

【請求項50】

前記コントローラは前記複数の並列チャネルのうちの第1の並列チャネルの前記送信モードの調整を得るように動作し、また前記TXデータプロセッサは前記第1の並列チャネルの前記送信モードの前記調整に従って前記第1の並列チャネルのデータを処理するように動作する請求項4記載の装置。

【請求項51】

無線通信システムにおいて複数の並列チャネルでデータを送信するための方法であって、

前記複数の並列チャネルの各々のチャネル推定を得ることと、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の受信信号対雑音比 (SNR) を計算することと、

前記並列チャネルの前記受信SNRおよびSNRオフセットに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の動作SNRを計算することと、

前記並列チャネルの前記動作SNRと、前記システムによってサポートされている1セットの送信モードの1セットの必要SNRとに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択することであり、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルのデータレートを示していることと、

前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードに従って前記複数の並列チャネルの各々のデータを処理することと、を備える方法。

【請求項52】

前記複数の並列チャネルの各々で受信されたデータ送信の品質を推定することと、

前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記SNRオフセットを調整することと、をさらに備える請求項51記載の方法。

【請求項53】

前記複数の並列チャネルの各々で受信された前記データ送信の品質は前記並列チャネルで受信されたパケットのステータスに基づいて推定される請求項52記載の方法。

【請求項54】

前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを調整することをさらに備える請求項52記載の方法。

【請求項55】

複数の並列チャネルの各々のチャネル推定を得るための手段と、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の受信信号対雑音比 (SNR) を計算するための手段と、

前記並列チャネルの前記受信SNRとSNRオフセットとに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の動作SNRを計算するための手段と、

前記並列チャネルの前記動作SNRと、前記システムによってサポートされている1セットの送信モードの1セットの必要SNRとに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択するための手段であって、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルのデータレートを示しており、

前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードに従って前記複数の並列チャネルの各々のデータを処理するための手段と、を備える無線通信システムにおける装置。

【請求項56】

前記複数の並列チャネルの各々で受信されたデータ送信の品質を推定するための手段と、

前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記SNRオフセットを調整するための手段と、をさらに備える請求項55記載の装置。

【請求項57】

前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを調整するための手段をさらに備える請求項56記載の装

置。

【請求項58】

複数の並列チャネルの各々にチャネル利得推定を提供するように動作するチャネル推定器と、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の受信信号対雑音比 (SNR) を計算し、前記並列チャネルの前記受信SNRとSNRオフセットとに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の動作SNRを計算し、前記並列チャネルの前記動作SNRと、前記システムによってサポートされている1セットの送信モードの1セットの必要SNRとに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択するように動作する選択器であって、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルのデータレートを示しており、

前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードに従って前記複数の並列チャネルの各々のデータを処理するように動作するデータプロセッサと、を備える無線通信システムにおける装置。

【請求項59】

前記選択器は、前記複数の並列チャネルの各々で受信されたデータ送信の品質の推定を受信し、前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記SNRオフセットを調整するように動作する請求項58記載の装置。

【請求項60】

前記選択器はさらに、前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを調整するように動作する請求項59記載の方法。

【請求項61】

無線通信システムにおいて複数の並列チャネルの各々のチャネル利得推定を得り、

前記並列チャネルの前記チャネル推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の受信信号対雑音比 (SNR) を計算し、

前記並列チャネルの前記受信SNRとSNRオフセットとに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の動作SNRを計算し、

前記並列チャネルの前記動作SNRと、前記システムによってサポートされている1セットの送信モードの1セットの必要SNRとに基づいて前記複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択し、前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードは前記並列チャネルのデータレートを示しており、またデータは、前記並列チャネルに対して選択された前記送信モードに従って前記複数の並列チャネルの各々で送信されるように動作可能な、命令を記憶するためのプロセッサ読取り可能媒体。

【請求項62】

前記並列チャネルで受信された前記データ送信の品質の推定に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記SNRオフセットを調整するように動作可能な命令をさらに記憶するための、請求項61記載のプロセッサ読取り可能媒体。

【請求項63】

前記並列チャネルで受信された前記データ送信の推定品質に基づいて前記複数の並列チャネルの各々の前記送信モードを調整するように動作可能な命令をさらに記憶するための、請求項62記載のプロセッサ読取り可能媒体。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は一般的にデータ通信に関し、より具体的には、マルチチャネル通信システムにおける複数の並列チャネルでのデータ送信のためのレートコントロールを実行するための技術に関する。

【背景技術】

【0002】

マルチチャネル通信システムはデータ送信用に複数の「並列チャネル」を利用している。これらの並列チャネルは、時間ドメイン、周波数ドメイン、空間ドメイン、またはこれらの組み合わせで形成可能である。例えば、複数の並列チャネルは、時分割多重 (TDM) 通信システムにおける異なるタイムスロットによって、周波数分割多重 (FDM) 通信システムにおける異なる周波数サブバンドによって、直交周波数分割多重 (OFDM) 通信システムにおける異なるディスジョイントセットのサブバンドによって、あるいは多入力多出力 (MIMO) 通信システムにおける異なる空間チャネルによって形成可能である。TDM、FDM、OFDMおよびMIMOシステムを以下により詳細に説明する。

【0003】

複数の並列チャネルは様々なチャネル条件（例えば、異なるフェージング、マルチパスおよび干渉効果）を受け入れ、また異なる信号対雑音比 (SNR) を達成することができる。並列チャネルのSNRはその送信能力を判断し、これは一般的に、並列チャネルで確実に送信可能な特定のデータレートによって定量化される。SNRが並列チャネルごとに変化すると、サポートされているデータレートもまたチャネルごとに変化する。さらに、チャネル条件は一般的に経時的に変化するため、複数の並列チャネルによってサポートされているデータレートもまた経時的に変化する。

【0004】

レートコントロールは、連続的に変化しつつあるチャネル条件を受け入れるマルチチャネル通信システムにおける主要な挑戦である。レートコントロールは、チャネル条件に基づいて複数の並列チャネルの各々のデータレートをコントロールすることを意味している。レートコントロールの目的は、特定の packets エラーレート (PER) や他の基準によって定量化可能な一定の品質目的を満たしつつ、複数の並列チャネルでの総合スループットを最大化することである。

【0005】

従って、様々なSNRを有する複数の並列チャネルのレートコントロールを効果的に実行するための技術分野における必要性がある。

【発明の開示】

【0006】

[発明の概要]

複数の並列チャネルでのデータ送信のための閉ループレートコントロールを実行するための技術を以下に説明する。閉ループレートコントロールは1つ以上のループによって実行可能である。内部ループは通信リンクごとにチャネル条件を推定し、複数の並列チャネルの各々について適切なデータレートを選択する（例えば高い総合スループットを達成する）。（任意の）外部ループは、複数の並列チャネルで受信されるデータ送信の品質を推定し、内部ループの動作を調整する。

【0007】

内部ループについて、チャネル推定が、（例えば受信パイロットシンボルに基づいて）複数の並列チャネルについて最初に得られる。チャネル推定は、各並列チャネルの複数のサブバンドに対するチャネル利得推定および受信機における雑音フロアの推定などを含んでいてもよい。そして適切な「通信モード」が、（1）並列チャネルに割り当てられた送信電力、（2）並列チャネルのチャネル推定、（3）並列チャネルに対して外部ループによって提供されたSNRオフセット、および（4）外部ループによって提供された他の情報に基づいて並列チャネルごとに選択される。とりわけ送信モードは並列チャネルに使用する特定のデータレートを示している。SNRオフセットは並列チャネルに使用するバックオフ量を示しており、並列チャネルの送信モードの選択に影響する。外部ループからの他の情報によって、例えば過剰な packets エラーが並列チャネルについて受信された場合、並列チャネルに対して通常選択されるよりも低いデータレートを有する送信モードを内部ループが選択してもよい。送信機および受信機は、並列チャネルごとのデータを、該並列チャネルに対して選択された送信モードに従って処理する。

【0008】

外部ループについて、受信機は複数の並列チャネルを介して受信されたデータ送信の品質を推定する。例えば、受信機は、(後述するのと同程度の)各受信データパケットのステータスを判断し、データストリームごとにデコードメトリクスを取得し、並列チャネルごとに受信SNRを推定する、などが可能である。そして外部ループは、並列チャネルごとに、該並列チャネルの推定受信品質に基づいて内部ループの動作を調整する。例えば、外部ループは、並列チャネルごとにSNRオフセットを調整して、該並列チャネルの目標パケットエラーレート(PER)を達成することが可能である。過剰なパケットエラーが該並列チャネルに対して検出された場合、外部ループによってまた、並列チャネルに対してより低いデータレートを有する送信モードを内部ループが選択してもよい。

【0009】

本発明の種々の態様および実施形態はまた以下により詳細に説明されている。

【0010】

本発明の特徴、性質および利点は図面と関連してなされる後述の詳細な説明によってより明らかになり、同一の参照番号を図面に一貫して使用する。

【発明を実施するための最良の形態】

【0011】

用語「例示的」は、「例、場合または図示である」ことを意味するためにここでは使用する。「例示的」なものとしてここで説明されている実施形態や設計は必ずしも、他の実施形態や設計に好ましく、または好都合なものとして構成されているわけではない。

【0012】

ここで使用されているように、「レートコントロール」はチャネル条件に基づいて複数の並列チャネルの各々のデータレートをコントロールすることを意味している。並列チャネルごとのデータレートは、該並列チャネルで使用するために選択された送信モードによって判断される。従ってレートコントロールは複数の並列チャネルに使用されている送信モードをコントロールすることによって達成可能である。

【0013】

図1は、 $N_c$  個(ここで $N_c < 1$ である)の並列チャネルに対する閉ループレートコントロールを有するマルチチャネル通信システム100における送信機110と受信機150のブロック図を示している。 $N_c$  個の並列チャネルは後述のように種々の方法で形成可能である。ダウンリンク送信について、送信機110はアクセスポイントであり、受信機150はユーザ端末であり、第1の通信リンク148はダウンリンク(すなわち順リンク)であり、第2の通信リンク152はアップリンク(すなわち逆リンク)である。アップリンク送信については、送信機110はユーザ端末であり、受信機150はアクセスポイントであり、第1および第2の通信リンクはそれぞれアップリンクおよびダウンリンクである。

【0014】

送信機110において、送信(TX)データプロセッサ120は $N_c$  個のデータストリームを受信する( $N_c$  個の並列チャネルの各々につき1個のストリーム)。各並列チャネルは、該並列チャネルに使用する1セットの送信パラメータを示す特定の送信モードと関連している。送信モードは、データ送信に使用する特定のデータレート、特定の符号化スキームまたはコードレート、特定のインタリーブ化スキーム、および特定の変調スキームなどを示していてもよい(またはこれらと関連していてもよい)。送信モードの例示的セットは以下表2に示されている。各並列チャネルについて、データレートはデータレートコントロールによって示され、符号化スキームは符号化コントロールによって示され、変調スキームは変調コントロールによって示されている。これらのコントロールはコントローラ130によって提供され、また、受信機150から得られたフィードバック情報、場合によっては送信機110によって得られた他の情報(例えばチャネル推定)を使用して並列チャネルごとに選択された送信モードに基づいて生成される。

【0015】

TXデータプロセッサ120は、その並列チャネルに対して選択された送信モードに従



って各データストリームを符号化、インタリーブ化および変調し、変調シンボルの対応するストリームを提供する。TXデータプロセッサ120は $N_c$ 個のデータストリームに $N_c$ 個の変調シンボルストリームを提供する。そして送信機ユニット(TMTX)122は、システムによって特定化されている方法で $N_c$ 個の変調シンボルストリームを処理する。例えば、送信機ユニット122はOFDMシステムに対するOFDM処理、MIMOシステムに対する空間処理、または(OFDMを利用するMIMOシステムである)MIMO-OFDMシステムに対する空間およびOFDM処理の両方を実行可能である。パイロットはまた、チャネル推定、捕捉、周波数および時間同期、コヒーレント変調などの多数の機能を実行する際にアシスト受信機150に送信される。送信機ユニット122は並列チャネルごとにパイロットシンボルを変調シンボルで多重化し、多重化シンボルを処理し、データ送信に使用されるアンテナごとに変調信号を提供する。次いで各変調信号は第1の通信リンク148を介して受信機150に送信される。第1の通信リンク148は各変調信号を特定のチャネル応答によって歪め、さらに変調信号を、(1)分散 $N_0$ を有する加法的白色ガウス雑音(AWGN)および(2)場合によっては他の送信機からの干渉によって劣化させる。

**【0016】**

受信機150において、(複数の)送信信号は1つ以上の受信アンテナによって受信され、各アンテナからの受信信号は受信機ユニット(RCVR)160に提供される。受信機ユニット160は各受信信号を調整およびデジタル化し、対応するサンプルストリームを提供する。受信機ユニット160はさらに、送信機ユニット122によって実行されたのと相補的な方法でサンプルを処理し、「回復」シンボルの $N_c$ 個のストリームを提供し、これらは送信機110によって送られた変調シンボルの $N_c$ 個のストリームの推定である。

**【0017】**

次いで受信機(RX)データプロセッサ162は、 $N_c$ 個の回復シンボルストリームを、 $N_c$ 個の並列チャネルに対して選択された $N_c$ 個の送信モードに従って処理し、 $N_c$ 個の復号化データストリームを取得するが、これらは送信機110によって送られた $N_c$ 個のデータストリームの推定である。RXデータプロセッサ162による処理は変調、デインタリーブ化および復号化を含んでいてもよい。RXデータプロセッサ162はさらに、復号化データストリームごとに各受信データパケットのステータスおよび/またはデコードメトリクスを提供可能である。

**【0018】**

受信機ユニット160はまた $N_c$ 個の並列チャネルに対する受信パイロットシンボルをチャネル推定器164に提供する。チャネル推定器164はこれらの受信パイロットシンボルを処理し、 $N_c$ 個の並列チャネルのチャネル推定を得る。チャネル推定は、例えばチャネル利得推定および雑音分散 $N_0$ 推定などを含んでいてもよい。受信機150で観察される雑音フロアである雑音分散 $N_0$ は、チャネル雑音、受信機回路雑音、および他の送信エンティティからの干渉(すなわちクロストーク)などを含んでいる。

**【0019】**

送信モード(TM)選択器166は、チャネル推定器164からのチャネル推定と、場合によってはRXデータプロセッサ162からのパケットステータスおよび/またはデコードメトリクスとを受信する。送信モード選択器166は、該並列チャネルのチャネル推定およびSNRオフセットに基づいて $N_c$ 個の並列チャネルの各々の動作SNRを計算する。次いで送信モード選択器166は、並列チャネルの動作SNRと外部ループ情報とに基づいて並列チャネルごとに適切な送信モードを選択する。送信モード選択について以下詳細に説明する。

**【0020】**

コントローラ170は、 $N_c$ 個の選択送信モードTM1からTM $N_c$ を送信モード選択器166から、パケットステータスをRXデータプロセッサ162(図示せず)から受信する。次いでコントローラ170はフィードバック情報を送信機110にアセンブリング

する。フィードバック情報は、 $N_c$  個の並列チャネルに対する  $N_c$  個の選択送信モード、受信データパケットに対する肯定確認応答 (ACK) および／または否定確認応答 (NAK)、パイロット、および／または他の情報を含んでもよい。次いでフィードバック情報は第2の通信リンク 152 を介して送信機 110 に送られる。送信機 110 はフィードバック情報を使用して、受信機 150 に送られた  $N_c$  個のデータストリームの処理を調整する。例えば、送信機 110 は、 $N_c$  個の並列チャネルで受信機 150 に送られた  $N_c$  個のデータストリームの各々についてのデータレート、符号化スキーム、変調スキーム、またはこれらの組み合わせについて調整可能である。フィードバック情報を使用して、データを第1の通信リンク 148 によってサポートされている既知の設定で送信可能にすることによって、システムの効率を増大させる。

【0021】

図1に示されている実施形態において、チャネル推定および送信モード選択は受信機 150 によって実行されており、 $N_c$  個の並列チャネルに対して選択された  $N_c$  個の送信モードは送信機 110 に送り返される。他の実施形態において、チャネル推定および送信モード選択は、(1) 受信機 150 から得られたフィードバック情報および／または送信機 110 によって得られた他の情報に基づいて送信機 110 によって、あるいは(2) 送信機 110 と受信機 150 の双方によって実行されてもよい。

【0022】

図2は、外部ループ 220 と関連して動作する内部ループ 210 を含んでいる閉ループレートコントロール機構 200 の実施形態のブロック図を示している。簡潔にするために、ただ1つの並列チャネル  $x$  の内部ループ 210 および外部ループ 220 の動作を図2に示している。一般的に、 $N_c$  個の並列チャネルの各々について同じ処理が別個に実行可能である。

【0023】

内部ループ 210 について、チャネル推定器 164  $x$  は並列チャネル  $x$  のチャネル条件を推定し、チャネル推定 (例えば、チャネル利得推定および雑音フロア推定) を提供する。送信モード選択器 166  $x$  内の選択器 174 は、(1) チャネル推定器 164  $x$  からのチャネル推定と、(2) 品質推定器 172 からの並列チャネル  $x$  の SNR オフセットおよび／または送信モード調整とに基づいて、並列チャネル  $x$  の受信された SNR を計算する。明確にするために、受信 SNR は、チャネル推定器 164  $x$  によって選択器 174 に提供されるものとして図2に象徴的に示されている。そして選択器 174 は、後述するように、受信情報に基づいて並列チャネル  $x$  の送信モードを選択する。並列チャネル  $x$  の選択送信モードは、コントローラ 170 によって送信機に送られたフィードバック情報に含まれている。送信機において、コントローラ 130 は並列チャネル  $x$  の選択送信モードを受信し、並列チャネル  $x$  のデータレート、符号化および変調コントロールを判断する。次いでデータは TX データプロセッサ 120  $x$  によってこれらのコントロールに従って処理され、さらにパイロットシンボルによって多重化され、かつ送信機ユニット 122  $x$  によって調整され、受信機に送信される。チャネル推定および送信モード選択は、必要な場合のみ (例えば、データ送信前およびデータ送信中)、あるいは常時、通信リンクの変化が検出されるたびに、予定の時刻に定期的に実行可能である。

【0024】

外部ループ 220 は並列チャネル  $x$  で受信されたデータ送信の品質を推定し、並列チャネル  $x$  の内部ループ 210 の動作を調整する。並列チャネル  $x$  の受信データシンボルは RX データプロセッサ 162  $x$  によって処理され、並列チャネル  $x$  の各受信パケットのステータスおよび／またはデコードメトリクスは品質推定器 172 に提供される。デコードメトリクスは、再符号化シンボルエラーレート (SER)、再符号化電力メトリクス、(畳込みデコードに対する) 修正 Yamamoto メトリクス、および (ターボデコードに対する) 復号化パケットのビットの最小または平均対数ゆう度比 (average log-likelihood ratio) (LLR) などを含んでもよい。再符号化 SER は、受信機ユニット 160 からの受信シンボルと、RX データプロセッサ 162 からの復号化データを処理する (例え

ば、再符号化および再変調など）ことによって得られた再符号化シンボルとの間のエラーレートである。修正Yamamotoメトリクスは復号化データの信頼性を示しており、畳込み復号化のトレリス(trellis)を介する選択（最良）パスと、トレリスを介する次の最も近いパスとの差異に基づいて得られる。最小または平均LLRはまた、復号化データの信頼性を示すために使用されてもよい。並列チャンネルxで受信されたデータ送信の品質を示すこれらのデコードメトリクスは当業界において既知である。

【0025】

外部ループ220は、内部ループ210の動作をコントロールするために使用される様々なタイプの情報を提供することができる。例えば、外部ループ220は並列チャンネルごとにSNRオフセットを提供可能である。SNRオフセットは、後述のように、並列チャンネルの動作SNRの計算に使用される。そして動作SNRはルックアップテーブル(LUT)176に提供されて、並列チャンネルの送信モードを選択するために使用される。従って、SNRオフセットは送信モードの選択に影響を与える。外部ループ220もまた並列チャンネルごとに送信モード調整を提供可能である。この調整によって、内部ループ210は、より低いデータレートを有する送信モードを並列チャンネルに対して選択することができる。送信モード調整は送信モードの選択に直接に影響を与える。SNRオフセットおよび送信モード調整は、内部ループ210の動作をコントロールするための2つの機構である。外部ループ220はまた、内部ループ210に他のタイプの調整を提供するように設計可能である。簡潔にするために、SNRオフセットおよび送信モード調整のみを以下に説明する。外部ループ220は種々の方法でSNRオフセットおよび／または送信モードを調整可能であり、これらの方法の一部を以下に説明する。

【0026】

第1の実施形態において、並列チャンネルごとのSNRオフセットおよび／または送信モードは、該並列チャンネルで受信されたデータストリームに対して検出されたパケットエラーに基づいて調整される。データストリームは、パケット、ブロック、フレームまたは他のデータ単位で送信可能である。（簡潔にするために、ここではパケットをデータ単位として使用する。）各パケットは、パケットが正しく復号化されたか誤って復号化されたかを受信機が判断可能にするエラー検出コード（例えば、巡回冗長チェック(CRC)コード）によって符号化することができる。各並列チャンネルは特定の目標パケットエラーレート(PER)（例えば1%PER）と関連していてもよい。品質推定器172は並列チャンネルxの各受信パケットのステータスおよび目標PERを受信し、それに応じて並列チャンネルxのSNRオフセットを調整する。例えば、並列チャンネルxのSNRオフセットは、並列チャンネルxでのデータ送信の開始時にゼロに初期化されてもよい。SNRオフセットはその後良好なパケットごとに $\Delta$ DN分だけ減少し、不良パケットごとに $\Delta$ UP分だけ増加してもよく、 $\Delta$ DNおよび $\Delta$ UPは、目標PERと、外部ループの所望応答時間とに基づいて選択可能である。SNRオフセットは一般的に正またはゼロであるが、（例えば、受信SNRの高い初期推定を説明するために）負の値も許容可能である。選択的または追加的に、品質推定器172は、例えばパケットエラーのバーストが並列チャンネルxで検出されると、並列チャンネルxの送信モードを次に低いデータレートに調整する指示を出すことができる。品質推定器172からのSNRオフセットおよび／または送信モード調整は選択器174によって使用され、並列チャンネルxの送信モードを選択する。

【0027】

第2の実施形態において、並列チャンネルごとのSNRオフセットおよび／または送信モードは、該並列チャンネルのデコードメトリクスに基づいて調整される。並列チャンネルごとのデコードメトリクスを使用して、該並列チャンネルで受信されたデータ送信の品質を推定することができる。所与の並列チャンネルの特定のデコードメトリクスが該メトリクスに対して選択されたしきい値よりも悪い場合、該並列チャンネルのSNRオフセットおよび／または送信モードはそれに応じて調整することができる。

【0028】

第3の実施形態において、並列チャンネルごとのSNRオフセットおよび／または送信モ

ードは、該並列チャネルの受信SNRおよび必要SNRに基づいて調整される。並列チャネルごとの受信SNRは、該並列チャネルの受信パイロットシンボルに基づいて判断可能である。システムは、（例えば、表2に示されているような）1セットの送信モードをサポート可能であり、各サポートされている送信モードは、目標PERを達成するために別の最小SNRを必要とする。品質推定器172は並列チャネルxごとにSNRマージンを判断することができ、これは並列チャネルxの受信SNRと必要SNRとの差異である。並列チャネルxのSNRマージンが負である場合、並列チャネルxの送信モードは次に低いデータレートに調整されてもよい。

【0029】

第3の実施形態はまた、パケットが複数の並列チャネルに渡って逆多重化および送信される設計に用いられてもよい。パケットが誤って受信された場合、いずれの1つまたは複数の並列チャネルがパケットの誤受信を引き起こしたかを（受信パケットからのみ）判断することは可能ではない。いずれの情報も使用できない場合、全 $N_C$ 個の並列チャネルの $N_C$ 個のSNRオフセットおよび／または $N_C$ 個の送信モードを調整する必要がある、例えば次に低いデータレートが並列チャネルごとに使用されることになる。これは、全データレートの過度の減少量をもたらしうる。しかしながら、第3の実施形態を用いて、最小SNRマージンを有する並列チャネルがパケットエラーを引き起こしたと仮定することができ、この並列チャネルの送信モードは次に低いデータレートに調整可能である。

【0030】

外部ループはまた、他の方法で内部ループの動作を調整することができ、これは本発明の範囲内である。一般的に外部ループは、内部ループのレートより速くても遅くてもよいレートで動作する。例えば、外部ループによるSNRオフセットの調整は多数の受信パケットに依存していてもよい。外部ループはまた、定期的に予定されている内部ループの計算の途中でデータレートを調整することができる。従って、その特定の設計および動作方法によって、外部ループは一般的に、より長いデータ送信のために内部ループの動作により多くの影響を及ぼす。バースト送信について、外部ループは、内部ループの動作にそれほど多くは、またはほとんど影響を及ぼさないであろう。

【0031】

図3は、閉ループレートコントロールによって選択された $N_C$ 個の送信モードを使用して $N_C$ 個の並列チャネルで $N_C$ 個のデータストリームを送信するプロセス300のフロー図を示している。プロセス300は、図1および2に示されているように実現可能である。最初に、受信機が $N_C$ 個の並列チャネルのチャネル利得と雑音フロア $N_0$ とを推定する（ステップ312）。次いで受信機は、 $N_C$ 個の並列チャネルの各々の送信モードを、該並列チャネルのチャネル利得推定、雑音フロア推定および（もしあれば）外部ループ情報に基づいて選択する（ステップ314）。外部ループ情報は、 $N_C$ 個の並列チャネルの各々のSNRオフセットおよび／または送信モード調整を含んでいてもよい。送信モード選択については以下に説明する。受信機は、 $N_C$ 個の並列チャネルの $N_C$ 個の選択送信モードをフィードバック情報として送信機に送る（ステップ316）。

【0032】

送信機は（受信機から得られた） $N_C$ 個の選択送信モードに従って $N_C$ 個のデータストリームを符号化および変調し、 $N_C$ 個の変調シンボルストリームを提供する（ステップ322）。次いで送信機は $N_C$ 個の並列チャネルで $N_C$ 個の変調シンボルストリームを処理し、受信機に送信する（ステップ324）。

【0033】

受信機は、 $N_C$ 個の並列チャネルで受信された送信機からのデータ送信を処理し、 $N_C$ 個の回復シンボルストリームを得る（ステップ332）。受信機はさらに、 $N_C$ 個の選択送信モードに従って $N_C$ 個の回復シンボルストリームを処理し、 $N_C$ 個の復号化データストリームを得る（ステップ334）。受信機はまた、例えばパケットステータス、デコーダメトリクスおよび受信SNRなどに基づいて $N_C$ 個の並列チャネルの各々で受信されたデータ送信の品質を推定する（ステップ336）。次いで受信機は、 $N_C$ 個の並列チャネ

ルの各々に、該並列チャネルで受信されたデータ送信の推定品質に基づいて外部ループ情報を提供する（ステップ338）。図3において、ステップ312から324は内部ループの一部とみなされてもよく、またステップ332から338は外部ループの一部とみなされてもよい。

【0034】

図4は、外部ループに対して実行可能なプロセス400のフロー図を示している。 $N_C$  個の並列チャネルの各々で受信されたデータパケットのステータスが得られ、該並列チャネルのSNRオフセットおよび／または送信モードを調整するために使用される（ステップ412）。 $N_C$  個の並列チャネルの各々のデコードメトリクスもまた得られ、該並列チャネルのSNRオフセットおよび／または送信モードを調整するために使用可能である（ステップ414）。 $N_C$  個の並列チャネルの各々の受信SNRもまた並列チャネルごとに得られ、該並列チャネルのSNRマージンを計算するために使用可能である。 $N_C$  個の並列チャネルのSNRマージンは、パケットエラーが検出された場合には、並列チャネルの送信モードを調整するために使用されてもよい（ステップ416）。外部ループは、その特定の設計によって、図4に示されているステップのうちの1つまたはこれらの組み合わせを実現することができる。

【0035】

ここに説明されている閉ループレートコントロール技術を、データ送信に使用可能な複数の並列チャネルを有する種々のタイプのマルチチャネル通信システムに使用することができる。例えば、これらの技術は、TDMシステム、FDMシステム、OFDM系システム、MIMOシステムおよびOFDMを利用するMIMOシステム（すなわちMIMO-OFDMシステム）などに使用可能である。

【0036】

TDMシステムはデータをフレーム単位で送信可能であり、その各々は特定の時間分である。各フレームは、異なるスロットインデックスが割り当て可能な複数の（ $N_{TS}$  個の）スロットを含んでいてもよい。 $N_C$  個の並列チャネルは各フレームにおける $N_{TS}$  個のスロットによって形成可能であり、この場合 $N_C \leq N_{TS}$  である。 $N_C$  個の並列チャネルの各々は1つ以上のスロットを含んでいてもよい。 $N_C$  個のチャネルは、たとえ同時に送信されなくても、「並列」であるとみなされる。

【0037】

FDMシステムは、任意に間隔を空けることができる（ $N_{SB}$  個の）周波数サブバンド単位でデータを送信可能である。 $N_C$  個の並列チャネルは $N_{SB}$  個のサブバンドによって形成可能であり、この場合 $N_C \leq N_{SB}$  である。 $N_C$  個の並列チャネルの各々は1つ以上のサブバンドを含んでいてもよい。

【0038】

OFDMシステムはOFDMを使用して、全システム帯域を複数の（ $N_F$  個の）直交サブバンドに効果的に分割し、これはまた、トーン、バイン(bins)および周波数チャネルと称されることもある。各サブバンドは、データによって変調可能なそれぞれのキャリアと関連している。 $N_C$  個の並列チャネルは $N_F$  個のサブバンドによって形成可能であり、この場合 $N_C \leq N_F$  である。 $N_C$  個の並列チャネルは、1つ以上のサブバンドの $N_C$  個のディスジョイントセットによって形成されている。 $N_C$  個のセットは、仮にあったとしても $N_F$  個のサブバンドの各々がただ1個のセット（従って1個の並列チャネル）に割り当てられている点においてディスジョイントである。OFDMシステムはFDMシステムの特殊タイプとみなすことができる。

【0039】

MIMOシステムは、複数の（ $N_T$  個の）送信アンテナと複数の（ $N_R$  個の）受信アンテナをデータ送信に用い、（ $N_T$ ,  $N_R$ ）システムと示されている。 $N_T$  個の送信アンテナおよび $N_R$  個の受信アンテナによって形成されているMIMOチャネルは、データ送信に使用可能な $N_S$  個の空間チャネルからなり、この場合 $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$  である。空間チャネル数は、 $N_T$  個の送信アンテナと $N_R$  個の受信アンテナ間の応答を記述す

るチャネル応答行列 $\underline{H}$ によって決定される。簡潔にするために、以下の説明では、チャネル応答行列 $\underline{H}$ はフルランクであるとする。この場合、空間チャネル数は $N_S = N_T \leq N_R$ と表される。 $N_C$  個の並列チャネルは $N_S$  個の空間チャネルによって形成可能であり、この場合 $N_C \leq N_S$  である。 $N_C$  個の並列チャネルの各々は1つ以上の空間チャネルを含んでいてもよい。

【0040】

MIMO-OFDMシステムは、 $N_F$  個のサブバンドの各々につき $N_S$  個の空間チャネルを有している。 $N_C$  個の並列チャネルは、 $N_F$  個のサブバンドの各々の $N_S$  個の空間チャネルによって形成可能であり、この場合 $N_C \leq N_F \cdot N_S$  である。 $N_C$  個の並列チャネルの各々は1つ以上のサブバンドの1つ以上の空間チャネル（すなわち空間チャネルとサブバンドの組み合わせ）を含んでいてもよい。MIMOおよびMIMO-OFDMシステムについて、 $N_C$  個の並列チャネルはまた $N_T$  個の送信アンテナによって形成可能であり、この場合 $N_C \leq N_T$  である。 $N_C$  個の並列チャネルの各々は、データ送信用の1つ以上の送信アンテナに関連していてもよい。

【0041】

MIMOおよびMIMO-OFDMシステムについて、データを種々の方法で $N_S$  個の空間チャネルで送信することができる。部分チャネル状態情報（部分CSI）のMIMOシステムについて、データは、送信機における空間処理ではなく、受信機における空間処理によって $N_S$  個の空間チャネルで送信される。完全CSIのMIMOシステムについては、データは、送信機と受信機双方での空間処理によって $N_S$  個の空間チャネルで送信される。完全CSIのMIMOシステムについては、固有値分解や特異値分解をチャネル応答行列 $\underline{H}$ に実行して、MIMOチャネルの $N_S$  個の「固有モード」を得ることができる。データは、直交空間チャネルである $N_S$  個の固有モードで送信される。

【0042】

ここで使用されている閉ループプレートコントロールは、周波数分割複信(frequency division duplex) (FDD) システムならびに時分割複信(TDD) システムにも使用可能である。TDDシステムについては、ダウンリンクとアップリンクは同一の周波数バンドを共有し、類似のフェージングおよびマルチパス効果を観察することがある。従って、リンクごとのチャネル応答は、該リンクまたは他のリンクのいずれかで受信されるパイロットに基づいて推定可能である。FDDシステムについては、ダウンリンクとアップリンクは異なる周波数バンドを使用しており、異なるフェージングおよびマルチパス効果を観察することがある。リンクごとのチャネル応答は、該リンクで受信されたパイロットに基づいて推定可能である。

【0043】

閉ループプレートコントロール技術は部分CSI MIMOシステムおよび完全CSI MIMOシステムの双方に使用可能である。これらの技術はまたアップリンクならびにダウンリンクにも使用可能である。

【0044】

次に、閉ループプレートコントロール技術を、完全CSI TDD MIMO-OFDMシステムである例示的マルチチャネル通信システムについてより詳細に説明する。簡潔にするために、以下の説明において、用語「固有モード」および「広帯域固有モード」を、例えば不完全なチャネル推定ゆえに、たとえ完全に成功でなかったとしても、空間チャネルを直交化しようとする場合について示すのに使用する。

【0045】

#### I. TDD MIMO-OFDMシステム

図5は、多数のユーザ端末(UT) 520の通信をサポートする多数のアクセスポイント(AP) 510を有する例示的TDD MIMO-OFDMシステム500を示している。簡潔にするために、2つのアクセスポイント510aおよび510bのみを図5に示している。アクセスポイントはまた、基地局、ベーストランシーバシステム、ノードBまたは他の用語で称されてもよい。ユーザ端末は固定でもモバイルでもよく、これもまた、

アクセス端末、移動局、ユーザ機器 (UE)、無線装置または他の用語で称されてもよい。各ユーザ端末は、所与の時点でダウンリンクおよび/またはアップリンクの1つ、場合によっては複数のアクセスポイントと通信することができる。システムコントローラ530はアクセスポイント510に接続しており、これらのアクセスポイントの調整およびコントロールを提供する。

【0046】

図6は、TDD MIMO-OFDMシステム500で使用可能な例示的フレーム構造600を示している。データ送信はTDDフレーム単位で生じ、その各々は特定の時間分 (例えば2ミリ秒) に及ぶ。各TDDフレームはダウンリンク位相とアップリンク位相とに分割され、各位相はさらに、複数のトランスポートチャネルの複数のセグメントに分割される。図6に示されている実施形態において、ダウンリンクトランスポートチャネルは、ブロードキャストチャネル (BCH)、フォワードコントロールチャネル (FCH) およびフォワードチャネル (FCH) を含んでおり、アップリンクトランスポートチャネルはリバースチャネル (RCH) およびランダムアクセスチャネル (RACH) を含んでいる。

【0047】

ダウンリンク位相において、BCHセグメント610を使用して1つのBCHプロトコルデータユニット (PDU) 612を送信するが、これは標識パイロット614、MIMOパイロット616およびBCHメッセージ618を含んでいる。標識パイロットは全アンテナから送信されるパイロットであり、タイミングおよび周波数捕捉に使用される。MIMOパイロットは全アンテナから送信されるパイロットであるが、ユーザ端末がアンテナを個々に識別できるようにアンテナごとに異なる直交コードを有している。MIMOパイロットはチャネル推定に使用される。BCHメッセージはシステムパラメータをユーザ端末に伝える。FCHセグメント620を使用して1つのFCH PDUを送信するが、これはダウンリンクおよびアップリンクリソースの割当て (例えば、ダウンリンクおよびアップリンクの選択送信モード) と、ユーザ端末のシグナリングとを伝える。FCHセグメント630を使用してダウンリンクで1つ以上のFCH PDU 632を送信する。様々なタイプのFCH PDUが定義可能である。例えば、FCH PDU 632aはステアード基準 (steered reference) 634aとデータパケット636aとを含んでおり、FCH PDU 632bはデータパケット636bのみを含んでいる。ステアード基準は (後述の) 特定の広帯域固有モードで送信されるパイロットであり、チャネル推定に使用される。

【0048】

アップリンク位相においては、RCHセグメント640を使用してアップリンクで1つ以上のRCH PDU 642を送信する。様々なタイプのRCH PDUもまた定義可能である。例えば、RCH PDU 642aはデータパケット646aのみを含んでおり、RCH PDU 642bはステアード基準644bとデータパケット646bとを含んでいる。RACHセグメント650をユーザ端末が使用して、システムにアクセスし、アップリンクでショートメッセージを送る。RACH PDU 652はRACHセグメント650で送信可能であり、パイロット (例えばステアード基準) 654とメッセージ656とを含んでいる。

【0049】

図6は、TDDシステムの例示的フレーム構造を示している。他のフレーム構造もまた使用可能であり、これは本発明の範囲内である。

【0050】

#### 1. 空間処理

MIMO-OFDMシステムについて、アクセスポイントとユーザ端末間のチャネル応答は、 $k \in K$  となるような1セットのチャネル応答行列  $H(k)$  によって特徴づけられてもよく、この場合  $K$  は全注目サブバンドのセット (例えば  $K = \{1, \dots, N_F\}$ ) を表している。共有周波数バンドを有するTDD MIMO-OFDMシステムについては、

ダウンリンクおよびアップリンクのチャネル応答は相反関係にあるとしてもよい。すなわち、 $\underline{H}(k)$  が、サブバンド  $k$  のアンテナアレー A からアンテナアレー B へのチャネル応答行列を示している場合、相反チャネルは、アレー B からアレー A への接続が  $\underline{H}^T(k)$  (ここで  $\underline{A}^T$  は  $\underline{A}$  の転置である) によって与えられることを示唆している。

【0051】

しかしながら、アクセスポイントにおける送信および受信連鎖の周波数応答は一般的に、ユーザ端末における送信および受信連鎖の周波数応答と異なる。周波数応答の差異を説明するために使用する補正行列を得るために校正を実行してもよい。これらの補正行列によって、ユーザ端末に見られる「校正済み」ダウンリンクチャネル応答  $\underline{H}_{c\ d\ n}(k)$  は、アクセスポイントに見られる「校正済み」アップリンクチャネル応答  $\underline{H}_{c\ u\ p}(k)$  の転置であり、すなわち  $k \in K$  となるような  $\underline{H}_{c\ d\ n}(k) = \underline{H}_{c\ u\ p}^T(k)$  である。簡潔にするために、以下の説明では、ダウンリンクおよびアップリンクのチャネル応答は校正済みであり相反関係にあるとする。

【0052】

ダウンリンクにおいて、MIMOパイロットは(例えばBCHセグメント610における)アクセスポイントによって送信され、ユーザ端末によって使用されて  $k \in K$  となるような校正済みダウンリンクチャネル応答  $\underline{H}_{c\ d\ n}^{\wedge}(k)$  の推定を得ることができる。ユーザ端末は、校正済みアップリンクチャネル応答を  $\underline{H}_{c\ u\ p}^{\wedge}(k) = \underline{H}_{c\ d\ n}^{\wedge T}(k)$  と推定可能である。ユーザ端末はサブバンド  $k$  ごとに  $\underline{H}_{c\ u\ p}^{\wedge}(k)$  の特異値分解を以下のように実行可能である。

【数1】

$$\underline{\hat{H}}_{c\ u\ p}(k) = \underline{\hat{U}}_{a\ p}(k) \underline{\hat{\Sigma}}(k) \underline{\hat{V}}_{u\ t}^H(k), \text{ for } k \in K$$

【0053】

ここで、 $\underline{U}_{a\ p}^{\wedge}(k)$  は、 $\underline{H}_{c\ u\ p}^{\wedge}(k)$  の左固有ベクトルの  $(N_{a\ p} \times N_{a\ p})$  ユニタリ行列であり、 $\underline{\Sigma}^{\wedge}(k)$  は、 $\underline{H}_{c\ u\ p}^{\wedge}(k)$  の特異値の  $(N_{a\ p} \times N_{u\ t})$  対角行列であり、 $\underline{V}_{u\ t}^{\wedge}(k)$  は、 $\underline{H}_{c\ u\ p}^{\wedge}(k)$  の右固有ベクトルの  $(N_{u\ t} \times N_{u\ t})$  ユニタリ行列であり、 $\underline{A}^H$  は、 $\underline{A}$  の共役転置であり、 $N_{a\ p}$  は、アクセスポイントのアンテナ数であり、 $N_{u\ t}$  は、ユーザ端末のアンテナ数である。

【0054】

同様に、 $\underline{H}_{c\ d\ n}^{\wedge}(k)$  の特異値分解は以下のように表すことができる。

【数2】

$$\underline{\hat{H}}_{c\ d\ n}(k) = \underline{\hat{V}}_{u\ t}^{\wedge}(k) \underline{\hat{\Sigma}}(k) \underline{\hat{U}}_{a\ p}^{\wedge T}(k), \text{ for } k \in K$$

【0055】

ここで、 $\underline{V}_{u\ t}^{\wedge*}(k)$  および  $\underline{U}_{a\ p}^{\wedge*}(k)$  はそれぞれ、 $\underline{H}_{c\ d\ n}^{\wedge}(k)$  の左固有ベクトルおよび右固有ベクトルのユニタリ行列であり、「 $*$ 」は複素共役を示している。特異値分解は、「線形代数およびその応用(Linear Algebra and Its Applications)」第2版(アカデミックプレス(Academic Press)、1980年)において、Gilbert Strangによって説明されている。

【0056】

数式(1)および(2)に示されているように、一方のリンクの左および右固有ベクトルの行列はそれぞれ、他方のリンクの右および左固有ベクトルの行列の複素共役である。行列  $\underline{U}_{a\ p}^{\wedge}(k)$  および  $\underline{V}_{u\ t}^{\wedge}(k)$  は、空間処理のためにアクセスポイントおよびユーザ端末によってそれぞれ使用可能であり、その下付き文字によってそのことが示されている。行列  $\underline{\Sigma}^{\wedge}(k)$  は、サブバンド  $k$  ごとにチャネル応答行列  $\underline{H}(k)$  の空間チャネル(または固有モード)の利得を表す特異値推定を含んでいる。



【0057】

特異値分解をサブバンド $k$ ごとのチャネル応答行列 $\underline{H}_{c,up}^{\wedge}(k)$ に対して個別に実行して、該サブバンドの $N_S$ 個の固有モードを判断することができる。対角行列 $\underline{\Sigma}^{\wedge}(k)$ ごとの特異値推定は、 $\{\sigma^{\wedge}_1(k) \geq \sigma^{\wedge}_2(k) \geq \cdots \geq \sigma^{\wedge}_{N_S}(k)\}$ となるように配列することができ、この場合サブバンド $k$ について $\sigma^{\wedge}_1(k)$ は最大特異値推定であり、 $\sigma^{\wedge}_{N_S}(k)$ は最小特異値推定である。対角行列 $\underline{\Sigma}^{\wedge}(k)$ ごとの特異値推定が配列されると、関連行列 $\underline{U}^{\wedge}(k)$ および $\underline{V}^{\wedge}(k)$ の固有ベクトル(すなわち列)もまたこれに応じて配列される。「広帯域固有モード」は配列後に全サブバンドの同一配列の固有モードのセットとして定義可能である。従って、 $m$ 番目の広帯域固有モードは全サブバンドの $m$ 番目の固有モードを含んでいる。「主要」広帯域固有モードは、サブバンドの各々について、行列 $\underline{\Sigma}^{\wedge}(k)$ の最大特異値推定と関連するものである。 $N_S$ 個の並列チャネルは $N_S$ 個の広帯域固有モードによって形成可能である。

【0058】

ユーザ端末は、(例えば図6のRCHセグメント640やRACHセグメント650において)アップリンクでステアード基準を送信することができる。広帯域固有モード $m$ のアップリンクステアード基準は以下のように表すことができる。

【数3】

$$\underline{x}_{up, sr, m}(k) = \hat{\underline{y}}_{ut, m}(k)p(k), \text{ for } k \in K$$

【0059】

ここで、 $\underline{x}_{up, sr, m}(k)$ は、ステアード基準の広帯域固有モード $m$ のサブバンド $k$ の $N_{ut}$ 個のユーザ端末アンテナから送られた $N_{ut}$ 個のシンボルのベクトルであり、 $\underline{v}_{ut, m}^{\wedge}(k)$ は、サブバンド $k$ の行列 $\underline{V}_{ut}^{\wedge}(k)$ の $m$ 番目の列であり、この場合 $\underline{V}_{ut}^{\wedge}(k) = [\underline{v}_{ut, 1}^{\wedge}(k) \underline{v}_{ut, 2}^{\wedge}(k) \cdots \underline{v}_{ut, N_{ut}}^{\wedge}(k)]$ であり、 $p(k)$ はサブバンド $k$ で送られたパイロットシンボルである。

【0060】

全 $N_S$ 個の広帯域固有モードのステアード基準は、 $N_S$ 個のOFDMシンボル周期で、またはサブバンド多重化を使用する $N_S$ 個のOFDMシンボル周期よりも少数の周期で送信することができる。広帯域固有モードごとのステアード基準はまた複数のOFDMシンボル周期で送信可能である。

【0061】

アクセスポイントでの受信アップリンクステアード基準は以下のように表すことができる。

【数4】

$$\begin{aligned} \underline{r}_{up, sr, m}(k) &= \underline{H}_{cup}(k)\hat{\underline{y}}_{ut, m}(k)p(k) + \underline{n}_{up}(k) \\ &\approx \hat{\underline{u}}_{ap, m}(k)\hat{\sigma}_m(k)p(k) + \underline{n}_{up}(k) \end{aligned}, \text{ for } k \in K$$

【0062】

ここで、 $\underline{r}_{up, sr, m}(k)$ は、ステアード基準の広帯域固有モード $m$ のサブバンド $k$ の $N_{ap}$ 個のアクセスポイントアンテナで受信された $N_{ap}$ 個のシンボルのベクトルであり、 $\underline{u}_{ap, m}^{\wedge}(k)$ は、サブバンド $k$ の行列 $\underline{U}_{ap}^{\wedge}(k)$ の $m$ 番目の列であり、この場合 $\underline{U}_{ap}^{\wedge}(k) = [\underline{u}_{ap, 1}^{\wedge}(k) \underline{u}_{ap, 2}^{\wedge}(k) \cdots \underline{u}_{ap, N_{ap}}^{\wedge}(k)]$ であり、 $\sigma_m^{\wedge}(k)$ は広帯域固有モード $m$ のサブバンド $k$ の特異値推定、すなわち行列 $\underline{\Sigma}^{\wedge}(k)$ の $m$ 番目の対角要素であり、 $\underline{n}_{up}(k)$ は、アップリンクのサブバンド $k$ の加法性白色ガウス雑音(AWGN)である。

【0063】

数式(4)に示されているように、アクセスポイントにおいて、(雑音のない)受信ス

テアード基準はほぼ  $\underline{u}_{a,p,m}(k) \hat{\sigma}_m(k) p(k)$  である。従ってアクセスポイントは、該サブバンドの受信ステアード基準に基づいて、サブバンド  $k$  ごとに  $\underline{u}_{a,p,m}(k)$  および  $\hat{\sigma}_m(k)$  の双方の推定を得ることができる。広帯域固有モード  $m$  のサブバンド  $k$  の  $\hat{\sigma}_m(k)$  の推定  $\hat{\sigma}_m(k)$  は以下のように表すことができる。

【数5】

$$\hat{\sigma}_m(k) = \|\underline{r}_{up, sr, m}(k)\|^2 = \sum_{i=1}^{N_{ap}} |r_{up, sr, m, i}(k)|^2, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0064】

ここで、 $\|\underline{a}\|$  は  $\underline{a}$  の2ノルムであり、 $r_{up, sr, m, i}(k)$  はベクトル  $\underline{r}_{up, sr, m}(k)$  の  $i$  番目の要素であり、 $M$  は全注目広帯域固有モードのセットを表しており、例えば  $M = \{1, \dots, N_S\}$  である。

【0065】

広帯域固有モード  $m$  のサブバンド  $k$  の  $\underline{u}_{a,p,m}(k)$  の推定  $\hat{\underline{u}}_{a,p,m}(k)$  は以下のように表すことができる。

【数6】

$$\hat{\underline{u}}_{a,p,m}(k) = \underline{r}_{up, sr, m}(k) / \hat{\sigma}_m(k), \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0066】

$\hat{\underline{u}}_{a,p,m}(k)$  および  $\hat{\sigma}_m(k)$  の二重ハットは、これらは推定の推定、すなわちユーザ端末によって得られる推定  $\underline{u}_{a,p,m}(k)$  および  $\hat{\sigma}_m(k)$  に対してアクセスポイントによって得られる推定であることを示している。広帯域固有モードごとのステアード基準が複数のOFDMシンボル周期で送信される場合、アクセスポイントは広帯域固有モードごとに受信ステアード基準を平均化し、より正確な推定  $\hat{\underline{u}}_{a,p,m}(k)$  および  $\hat{\sigma}_m(k)$  を得ることができる。

【0067】

表1は、複数の広帯域固有モードでのデータ送信および受信についてアクセスポイントおよびユーザ端末での空間処理についてまとめている。

【表1】

	ダウンリンク	アップリンク
アクセスポイント	送信： $\underline{x}_{dn}(k) = \hat{\underline{U}}_{ap}(k) \underline{s}_{dn}(k)$	受信： $\hat{\underline{s}}_{up}(k) = \hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k) \hat{\underline{U}}_{ap}^H(k) \underline{r}_{up}(k)$
ユーザ端末	受信： $\hat{\underline{s}}_{dn}(k) = \hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k) \hat{\underline{Y}}_{ut}^T(k) \underline{r}_{dn}(k)$	送信： $\underline{x}_{up}(k) = \hat{\underline{Y}}_{ut}(k) \underline{s}_{up}(k)$

【0068】

表1において、 $\underline{s}(k)$  は(送信機でのシンボルマッピングから得られた)変調シンボルの「データ」ベクトルであり、 $\underline{x}(k)$  は(送信機での空間処理後に得られた)送信シンボルの「送信」ベクトルであり、 $\underline{r}(k)$  は(受信機でのOFDM処理後に得られた)受信シンボルの「受信」ベクトルであり、 $\hat{\underline{s}}(k)$  は(受信機での空間処理後に得られた)ベクトル  $\underline{s}(k)$  の推定であり、この場合すべてのベクトルはサブバンド  $k$  に関するものである。これらのベクトルの下付き文字「dn」および「up」はそれぞれダウンリンクおよびアップリンクを示している。表1において、 $\hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k)$  は、 $\hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k) = \text{diag}(1/\sigma_1(k) \ 1/\sigma_2(k) \ \dots \ 1/\sigma_{N_S}(k))$  として定義される対

角行列である。

【0069】

ステアード基準はユーザ端末によって一度に1つの広帯域固有モードについて送信可能であり、直交基底（例えばウォルシュコード）を使用し複数の広帯域固有モードについて同時に送信可能である。広帯域固有モードごとのステアード基準をアクセスポイントで使用して、該広帯域固有モードの、 $k \in K$ となるような $\underline{u}_{ap,m}^{\wedge}(k)$ を得ることができる。行列 $\underline{U}_{ap}^{\wedge}(k)$ の $N_S$ 個のベクトル $\underline{u}_{ap,m}^{\wedge}(k)$ が各サブバンドの $N_S$ 個の固有モードについて個々に（かつ異なるOFDMシンボル周期において）得られる場合、雑音および無線リンクの他の劣化原因によって、サブバンド $k$ ごとの行列 $\underline{U}_{ap}^{\wedge}(k)$ の $N_S$ 個のベクトル $\underline{u}_{ap,m}^{\wedge}(k)$ は相互に直交となる可能性はない。この場合、サブバンド $k$ ごとの行列 $\underline{U}_{ap}^{\wedge}(k)$ の $N_S$ 個のベクトルは、QR因数分解、極分解または他の技術を使用して直交化することができる。

【0070】

アクセスポイントにおいて、広帯域固有モード $m$ のサブバンド $k$ の受信SNR推定 $\gamma_{ap,m}(k)$ は以下のように表すことができる。

【数7】

$$\gamma_{ap,m}(k) = \frac{P_{up,m}(k) \cdot \hat{\sigma}_m^2(k)}{N_{0,ap}}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0071】

ここで、 $P_{up,m}(k)$ は、アップリンクの広帯域固有モード $m$ のサブバンド $k$ に対してユーザ端末によって使用される送信電力であり、 $N_{0,ap}$ はアクセスポイントでの雑音フロアである。

【0072】

ユーザ端末において、広帯域固有モード $m$ のサブバンド $k$ の受信SNR推定 $\gamma_{ut,m}(k)$ は以下のように表すことができる。

【数8】

$$\gamma_{ut,m}(k) = \frac{P_{dn,m}(k) \cdot \hat{\sigma}_m^2(k)}{N_{0,ut}}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0073】

ここで、 $P_{dn,m}(k)$ は、ダウンリンクの広帯域固有モード $m$ のサブバンド $k$ に対してアクセス端末によって使用される送信電力であり、 $N_{0,ut}$ はユーザ端末での雑音フロアである。

【0074】

数式（7）および（8）に示されているように、各広帯域固有モードのサブバンドごとの受信SNR、 $\gamma_m(k)$ は、 $(\hat{\sigma}_m(k))$ または $\sigma_m^{\wedge}(k)$ である）チャネル利得、受信雑音フロア $N_0$ 、および送信電力 $P_m(k)$ に依拠している。受信SNRは様々なサブバンドおよび固有モードについて異なってもよい。

【0075】

図7は、例示的TDD MIMO-OFDMシステムにおけるダウンリンクおよびアップリンクの複数の広帯域固有モードで複数のデータストリームを送信するためのプロセス700のフロー図を示している。プロセス700は、校正は既に実行されており、かつダウンリンクおよびアップリンクのチャネル応答は相互の転置、すなわち $\underline{H}_{c,up}^{\wedge}(k) \sim \underline{H}_{c,dn}^{\wedge T}(k)$ であるとする。プロセス700について、チャネル推定はブロック710で実行され、送信モード選択はブロック730で実行され、データ送信/受信はブロック760で実行される。

【0076】

チャネル推定については、アクセスポイントはダウンリンクで（例えばBCHで）MIMOパイロットを送信する（ステップ712）。ユーザ端末はMIMOパイロットを受信および処理し、 $k \in K$ となるような校正済みダウンリンクチャネル応答の推定 $\hat{H}_{c,d,n}^k(k)$ を得る（ステップ714）。次いでユーザ端末は校正済みアップリンクチャネル応答を $\hat{H}_{c,u,p}^k(k) = \hat{H}_{c,d,n}^{*T}(k)$ と推定し、 $\hat{H}_{c,u,p}^k(k)$ の特定値分解（SVD）を実行して、数式（1）に示されているような、 $k \in K$ となるような行列 $\hat{\Sigma}^k(k)$ および $\hat{V}_{u,t}^k(k)$ を得る（ステップ716）。次いでユーザ端末は、数式（3）に示されているように、 $k \in K$ となるような行列 $\hat{V}_{u,t}^k(k)$ を使用して、（例えばRACHやRCHで）アップリンクステアード基準を送信する（ステップ718）。アクセスポイントはアップリンクステアード基準を受信および処理し、上述のように、 $k \in K$ となるような行列 $\hat{\Sigma}^k(k)$ および $\hat{U}_{a,p}^k(k)$ を得る（ステップ720）。

【0077】

ダウンリンクデータ送信については、ユーザ端末は、対角行列 $\hat{\Sigma}^k(k)$ 、ユーザ端末の雑音フロア $N_{0,u,t}$ 、ダウンリンクの外部ループ情報（例えば、ダウンリンクのSNRオフセットおよび／または送信モード調整）に基づいて、ダウンリンクの広帯域固有モードごとに（最高サポートデータレートを有する）送信モードを選択する（ステップ740）。送信モード選択については以下説明する。次いでユーザ端末はフィードバック情報を送り、これはダウンリンクに対してユーザ端末によって選択され $N_S$ 個の送信モードを含んでおり、かつユーザ端末の雑音フロア $N_{0,u,t}$ をさらに含んでいてもよい（ステップ742）。（ステップ718で送信されたステアード基準はまたユーザ端末によって送られたフィードバック情報として見ることができる。）

アップリンクデータ送信については、アクセスポイントは、対角行列 $\hat{\Sigma}^k(k)$ 、アクセスポイントの雑音フロア $N_{0,a,p}$ 、およびアップリンク外部ループ情報（例えばアップリンクのSNRオフセットおよび／送信モード調整）に基づいて、アップリンクの $N_S$ 個の広帯域固有モードの $N_S$ 個の送信モードを選択する（ステップ750）。アクセスポイントはさらに、ユーザ端末から受信されたフィードバック情報に基づいて、ダウンリンクの $N_S$ 個の広帯域固有モードの $N_S$ 個の送信モードを選択する（ステップ752）。次いで、アクセスポイントは、（例えばFCH）でダウンリンクおよびアップリンクの双方に選択送信モードを送る（ステップ754）。ユーザ端末は両リンクの選択送信モードを受信する（ステップ765）。

【0078】

ダウンリンクデータ送信については、アクセスポイントは、（1）ダウンリンク広帯域固有モードごとのデータを、該広帯域固有モードについて選択された送信モードに従って符号化および変調し、（2）表1に示されているように、データベクトル $\underline{s}_{d,n}(k)$ を行列 $\hat{U}_{a,p}^{*H}(k)$ で空間処理し、 $k \in K$ となるような送信ベクトル $\underline{x}_{d,n}(k)$ を得、（3）ダウンリンクでベクトル $\underline{x}_{d,n}(k)$ を送信する（ステップ762）。ユーザ端末は、（1）ダウンリンク送信を受信し、（2）これもまた表1に示されているように、受信ベクトル $\underline{r}_{d,n}(k)$ を $\hat{\Sigma}^{k-1}(k) \hat{V}_{u,t}^{*T}(k)$ で整合フィルタリングし、 $k \in K$ となるようなベクトル $\hat{\underline{s}}_{d,n}(k)$ を得、（3）ダウンリンク広帯域固有モードごとに選択された送信モードに従って回復シンボルを復調および復号化する（ステップ764）。

【0079】

アップリンクデータ送信については、ユーザ端末は、（1）アップリンク広帯域固有モードごとに、該広帯域固有モードに対して選択された送信モードに従ってデータを符号化および変調し、（2）データベクトル $\underline{s}_{u,p}(k)$ を行列 $\hat{V}_{u,t}^k(k)$ で空間処理し、 $k \in K$ となるような送信ベクトル $\underline{x}_{u,p}(k)$ を得、（3）ベクトル $\underline{x}_{u,p}(k)$ をアップリンクで送信する（ステップ722）。アクセスポイントは、（1）アップリンク送信を受信し、（2）受信ベクトル $\underline{r}_{u,p}(k)$ を $\hat{\Sigma}^{k-1}(k) \hat{U}_{a,p}^{*H}(k)$ で整合フィルタリングして、ベクトル $\hat{\underline{s}}_{u,p}(k)$ を得、（3）アップリンク広帯域固有モードごとに選択された送信モードに従って回復シンボルを復調および復号化する（ステップ774）。

。簡潔にするために、外部ループによる閉ループ動作および送信モード調整は図7には示されていない。

【0080】

図7は、例示的TDD MIMO-OFDMシステムにおいてダウンリンクおよびアップリンクデータ送信に使用可能なプロセスの特定の実施形態を示している。他のプロセスもまた実行可能であるため、チャネル推定、送信モード選択および／またはデータ送信／受信は他の方法で実行可能である。

【0081】

## 2. 送信モード選択

図8は、 $N_S$  個の広帯域固有モードに対して  $N_S$  個の送信モードを選択するためのプロセス800のフロー図を示している。プロセス800は図7のステップ740と750に使用可能である。まず、送信機においてデータ送信に使用可能な全送信電力  $P_{t.o.t.a.l}$  が、電力分配スキームに基づいて  $N_S$  個の広帯域固有モードに分配される（ステップ812）。次いで、各広帯域固有モードに割当てられている送信電力  $P_m$  が、同一または異なる電力分配スキームに基づいて該広帯域固有モードの  $N_F$  個のサブバンドに分配される（ステップ814）。 $N_S$  個の広帯域固有モードへの電力分配と、各広帯域固有モードの  $N_F$  個のサブバンドへの電力分配は後述のように実行することができる。

【0082】

広帯域固有モードごとの動作SNR、 $\gamma_{o.p.,m}$  が、（1）該広帯域固有モードのサブバンドの割当て送信電力  $P_m(k)$  およびチャネル利得  $\sigma_m(k)$  と、（2）受信機における雑音フロア  $N_0$  と、（3）該広帯域固有モードのSNRオフセットとに基づいて計算される（ステップ816）。動作SNRの計算については後述する。次いで適切な送信モード  $q_m$  が、広帯域固有モードごとに、該広帯域固有モードの動作SNRとルックアップテーブルとに基づいて選択される（ステップ818）。広帯域固有モードごとの過剰電力が判断され、全広帯域固有モードの全過剰電力が1つ以上の広帯域固有モードに再分配されて性能を向上させる（ステップ820）。広帯域固有モードごとの送信モードは、外部ループ情報によって指示されれば、（例えば、次に低いデータレートに）調整されてもよい（ステップ822）。図8のステップの各々について以下詳細に説明する。

【0083】

## A. 広帯域固有モードへの電力分配

図8のステップ812について、全送信電力  $P_{t.o.t.a.l}$  は種々のスキームを使用して  $N_S$  個の広帯域固有モードに分配可能である。これらの電力分配スキームの一部を以下に説明する。

【0084】

均一電力分配スキームにおいて、全送信電力  $P_{t.o.t.a.l}$  は  $N_S$  個の広帯域固有モードに均一に分配されて、これらすべてに等しい電力が割当てられる。各広帯域固有モード  $m$  に割当てられている送信電力  $P_m$  は以下のように表すことができる。

【数9】

$$P_m = \frac{P_{total}}{N_S}, \text{ for } m \in M$$

【0085】

注水電力分配スキームにおいて、全送信電力  $P_{t.o.t.a.l}$  は、「注水(water-filling)」または「給水(water pouring)」手順に基づいて  $N_S$  個の広帯域固有モードに分配される。注水手順は全送信電力  $P_{t.o.t.a.l}$  を  $N_S$  個の広帯域固有モードに分配し、全スペクトル効率は最大化される。注水については、「情報理論および確実な通信 (Information Theory and Reliable Communication)」(John Wiley and Sons, 1968年)においてRobert G. Gallagerによって説明されている。 $N_S$  個の広

帯域固有モードの注水は種々の方法で実行可能であり、この一部を以下に説明する。

【0086】

第1の実施形態において、全送信電力 $P_{t.o.t.a.l}$ はまず、注水を使用して、かつ $k \in K$ および $m \in M$ となるような受信SNR、 $\gamma_m(k)$ に基づいて、 $N_S N_F$ 個のサブバンド／固有モードに分配される。受信SNR、 $\gamma_m(k)$ は、数式(7)および(8)に示されているように、 $N_S N_F$ 個のサブバンド／固有モードに均一に分配されている $P_{t.o.t.a.l}$ の仮定によって計算することができる。この電力分配の結果はサブバンド／固有モードごとの初期送信電力 $P'_m(k)$ である。次いで、各広帯域固有モードに割当てられている送信電力 $P_m$ が、以下のように該広帯域固有モードの $N_F$ 個のサブバンドに割当てられている初期送信電力 $P'_m(k)$ を加算することによって得られる。

【数10】

$$P_m = \sum_{k=1}^{N_F} P'_m(k) \quad , \text{ for } m \in M$$

【0087】

第2の実施形態において、全送信電力 $P_{t.o.t.a.l}$ は、 $N_S$ 個の広帯域固有モードに対して、これらの広帯域固有モードについて計算された平均SNRに基づいて分配される。まず、平均SNR、 $\gamma_{avg,m}$ が、広帯域固有モード $m$ ごとに、該広帯域固有モードの $N_F$ 個のサブバンドの受信SNRに基づいて以下のように計算される。

【数11】

$$\gamma_{avg,m} = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \gamma_m(k)$$

【0088】

ここで、 $\gamma_m(k)$ は第1の実施形態について上述されているように計算される。次いで注水を実行して、全送信電力 $P_{t.o.t.a.l}$ を、 $m \in M$ となるような平均SNR、 $\gamma_{avg,m}$ に基づいて $N_S$ 個の広帯域固有モードに分配する。

【0089】

第3の実施形態において、チャネル反転が広帯域固有モードごとに適用された後、全送信電力 $P_{t.o.t.a.l}$ は、 $N_S$ 個の広帯域固有モードに、これらの広帯域固有モードの平均SNRに基づいて分配される。この実施形態について、全送信電力 $P_{t.o.t.a.l}$ はまず $N_S$ 個の広帯域固有モードに均一に分配される。次いで、チャネル反転を広帯域固有モードごとに個別に(下記のように)実行し、該広帯域固有モードのサブチャネルごとに初期電力割当て $P_{\cdot\cdot m}(k)$ を判断する。チャネル反転後、受信SNRは各広帯域固有モードの全サブバンドにわたって同じである。そして、広帯域固有モードごとの平均SNRは、該広帯域固有モードのサブバンドうちの任意の1つの受信SNRと等しい。各広帯域固有モードの1つのサブバンドの受信SNR、 $\gamma_{\cdot\cdot m}(k)$ は、数式(7)または(8)に示されているように初期電力割当て $P_{\cdot\cdot m}(k)$ に基づいて判断することができる。次いで、全送信電力 $P_{t.o.t.a.l}$ が、注水を使用し、かつ $m \in M$ となるような平均SNR $\gamma_{\cdot\cdot avg,m}$ に基づいて $N_S$ 個の広帯域固有モードに分配される。

【0090】

他のスキームもまた、全送信電力を $N_S$ 個の広帯域固有モードに分配するために使用することができ、これは本発明の範囲内である。

【0091】

#### B. 各広帯域固有モードのサブバンドへの電力割当て

図8のステップ814について、各広帯域固有モードに割当てられている送信電力 $P_m$ は、種々のスキームを使用して、該広帯域固有モードの $N_F$ 個のサブバンドに分配可能である。これらの電力分配スキームの一部を以下に説明する。

【0092】

均一電力分配スキームにおいて、広帯域固有モードごとの送信電力 $P_m$ は $N_F$ 個のサブバンドに均一に分配され、これらすべてに等しい電力が割当てられる。各サブバンドに割当てられている送信電力 $P_m(k)$ は以下のように表すことができる。

【数12】

$$P_m(k) = \frac{P_m}{N_F}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0093】

均一電力分配スキームについて、各広帯域固有モードの $N_F$ 個のサブバンドの受信SNRはサブバンドにわたって変化しやすい。

【0094】

チャネル反転スキームにおいて、広帯域固有モードごとの送信電力 $P_m$ は $N_F$ 個のサブバンドに非均一に分配されて、受信機において類似の受信SNRを達成する。以下の説明において、 $\sigma_m(k)$ は推定チャネル利得を示しており、これはダウンリンクの $\hat{\sigma}_m(k)$ とアップリンクの $\hat{\sigma}_m(k)$ とに等しい。チャネル反転スキームについて、正規化 $b_m$ が以下のように、まず広帯域固有モードごとに計算される。

【数13】

$$b_m = \frac{1}{\sum_{k=1}^{N_F} [1/\sigma_m^2(k)]}, \text{ for } m \in M$$

【0095】

次いで、各広帯域固有モードの各サブバンドに割当てられている送信電力 $P_m(k)$ は以下のように計算することができる。

【数14】

$$P_m(k) = \frac{b_m \cdot P_m}{\sigma_m^2(k)}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0096】

送信ウェイト $W_m(k)$ は以下のように、各広帯域固有モードのサブバンドごとに計算することができる。

【数15】

$$W_m(k) = \sqrt{P_m(k)}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0097】

送信ウェイトを使用して、送信機における変調シンボルをスケーリングする。チャネル反転スキームについては、全 $N_F$ 個のサブバンドは広帯域固有モードごとに使用され、サブバンドの受信SNRはほぼ等しい。

【0098】

選択チャネル反転スキームにおいて、広帯域固有モードごとの送信電力 $P_m$ は $N_F$ 個のサブバンドのうちの選択されたものに非均一に分配されて、選択サブバンドは受信機において類似の受信SNRを達成する。選択サブバンドは、利得しきい値以上のチャネル利得を有するものである。このスキームについては、平均電力利得 $g_m$ がまず、以下のように広帯域固有モードごとに計算される。

【数16】

$$g_m = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \sigma_m^2(k) , \text{ for } m \in M$$

【0099】

次いで、正規化  $\tilde{b}_m$  は以下のように、広帯域固有モードごとに計算される。

【数17】

$$\tilde{b}_m = \frac{1}{\sum_{\sigma_m^2(k) > \beta_m g_m} [1 / \sigma_m^2(k)]} , \text{ for } m \in M$$

【0100】

ここで、 $\beta_m g_m$  は利得しきい値であり、 $\beta_m$  はスケーリング係数であり、これらは総合スループットを最大化するために、また他の基準に基づいて選択可能である。各広帯域固有モードの各サブバンドに割当てられている送信電力  $P_m(k)$  は以下のように表すことができる。

【数18】

$$P_m(k) = \begin{cases} \frac{\tilde{b}_m \cdot P_m}{\sigma_m^2(k)} , & \text{if } \sigma_m^2(k) \geq \beta_m g_m \\ 0 , & \text{otherwise} \end{cases} , \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M$$

【0101】

選択チャネル反転スキームについては、 $N_F$  個以下のサブバンドを各広帯域固有モードでの使用に選択することができ、選択サブバンドの受信SNRはほぼ等しい。

【0102】

他のスキームもまた、各広帯域固有モードの  $N_F$  個のサブバンドに送信電力  $P_m$  を分配するために使用することができ、これは本発明の範囲内である。

【0103】

#### C. 広帯域固有モードごとの送信モード選択

図8のステップ816において、動作SNRが広帯域固有モードごとに計算される。動作SNRは広帯域固有モードの送信能力を示している。受信SNRが各広帯域固有モードのサブバンドにおいて等しいか変化するかによって、種々の方法をステップ816に使用することができる。以下の説明において、SNRはデシベル (dB) 単位で与えられる。

【0104】

チャネル反転または選択チャネル反転が実行される場合、 $k \in K$  となるような、各広帯域固有モードのサブバンドの受信SNR、 $\gamma_m(k)$  は類似である。広帯域固有モード  $m$  のサブバンド  $k$  の受信SNR、 $\gamma_m(k)$  は以下のように計算することができる。

【数19】

$$\gamma_m(k) = 10 \log_{10} \left( \frac{P_m(k) \cdot \sigma_m^2(k)}{N_0} \right) , \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M . \text{ (dB)}$$

【0105】

広帯域固有モードごとの動作SNR、 $\gamma_{o.p., m}$  は、以下のように、(該広帯域固有モードのサブバンドの任意の1つの受信SNR) - (該広帯域固有モードのSNRオフセット) に等しい。

【数20】



$$\gamma_{op,m} = \gamma_m(k) - \gamma_{os,m} , \quad \text{for any } k \text{ and } m \in M , \text{ (dB)}$$

【0106】

ここで、 $\gamma_m(k)$ 、 $\gamma_{os,m}$  および  $\gamma_{op,m}$  はすべて数式(19)および(20)でdB単位で与えられている。

【0107】

広帯域固有モードごとの送信電力 $P_m$ が均一にサブバンドに分配されていると、各広帯域固有モードのサブバンドの受信SNRは変化しやすい。この場合、広帯域固有モードごとの動作SNR、 $\gamma_{op,m}$ を以下のように計算することができる。

【数21】

$$\gamma_{op,m} = \gamma_{avg,m} - \gamma_{bo,m} - \gamma_{os,m} , \quad \text{(dB)}$$

【0108】

ここで、 $\gamma_{avg,m}$ は、広帯域固有モードmの $N_F$ 個のサブバンドの受信SNRの平均であり、 $\gamma_{bo,m}$ は、受信SNRの偏差を説明するバックオフ係数であり、これは受信SNRの分散の関数である。

【0109】

図8のステップ818において、適切な送信モードが広帯域固有モードごとに、該広帯域固有モードの動作SNRに基づいて選択される。システムは、1セットの送信モードをサポートするように設計可能である。インデックス0を有する送信モードはヌルデータレート（すなわちデータ送信なし）である。各サポート送信モードは、所望の性能レベル（例えば1%PER）を達成するのに必要な特定最小SNRと関連する。表2はシステムによってサポートされている14個の送信モードの例示的セットを列挙しており、これらは送信モードインデックス0から13によって識別される。各送信モードは、非フェージングのAWGNチャネルの1%PERを達成するために必要な特定スペクトル効率、特定コードレート、特定変調スキームおよび最小SNRと関連する。スペクトル効率はシステム帯域によって正規化されているデータレート（すなわち情報ビットレート）に言及しており、ヘルツあたりの毎秒のビット単位（bps/Hz）で与えられる。送信モードごとのスペクトル効率は、該送信モードの符号化スキームおよび変調スキームによって判断される。表2の送信モードごとのコードレートおよび変調スキームは例示的システムの設計に固有である。

【表2】

送信モード インデックス	スペクトル 効率 (bps/Hz)	コードレート	変調スキーム	必要S N R (dB)
0	0.0	-	-	-
1	0.25	1/4	BPSK	-1.8
2	0.5	1/2	BPSK	1.2
3	1.0	1/2	QPSK	4.2
4	1.5	3/4	QPSK	6.8
5	2.0	1/2	16 QAM	10.1
6	2.5	5/8	16 QAM	11.7
7	3.0	3/4	16 QAM	13.2
8	3.5	7/12	64 QAM	16.2
9	4.0	2/3	64 QAM	17.4
10	4.5	3/4	64 QAM	18.8
11	5.0	5/6	64 QAM	20.0
12	6.0	3/4	256 QAM	24.2
13	7.0	7/8	256 QAM	26.3

## 【0110】

非ゼロデータレートを有するサポート送信モードごとに、必要S N Rは特定のシステム設計（すなわち、該送信モードのシステムに使用されている特定コードレート、インタリーブスキームおよび変調スキームなど）に基づいて、かつAWGNチャネルに対して得られる。必要S N Rは、当業界において既知であるように、コンピュータシミュレーションおよび経験測定などによって得ることができる。ルックアップテーブルを使用して、サポート送信モードのセットとその必要S N Rを記憶することができる。

## 【0111】

広帯域固有モードごとの動作S N R、 $\gamma_{o.p.m}$  はルックアップテーブルに提供されてもよく、そしてこれは該広帯域固有モードの送信モード $q_m$ を提供する。この送信モード $q_m$ は、最高データレートと、動作S N R以下の必要S N R、 $\gamma_{r.e.q.m}$ （すなわち、 $\gamma_{r.e.q.m} \leq \gamma_{o.p.m}$ ）とを有するサポート送信モードである。従ってルックアップテーブルは、広帯域固有モードごとに、該広帯域固有モードの動作S N Rに基づいて最高可能データレートを選択する。

## 【0112】

## D. 送信電力の再割当て

図8のステップ820について、広帯域固有モードごとに過剰送信電力を判断および再分配し、性能を改善する、以下の用語を以下の説明に使用する。

## 【0113】

- ・アクティブ広帯域固有モード—非ゼロデータレートを有する広帯域固有モード（すなわち、表2の1から13のインデックスを有する送信モード）、
- ・飽和広帯域固有モード—最大データレートを有する広帯域固有モード（すなわち、インデックス13を有する送信モード）、
- ・不飽和広帯域固有モード—最大データレート未満の非ゼロデータレートを有するアクティブ広帯域固有モード（すなわち、1から12のインデックスを有する送信モード）。

## 【0114】

広帯域固有モードの動作SNRはルックアップテーブルの最小必要SNR未満であって  
もよい（すなわち、表2に示されている送信モードについて $\gamma_{o.p.,m} < -1.8 \text{ dB}$ ）  
。この場合、広帯域固有モードはシャットオフされてもよく（すなわち使用されない）、  
この広帯域固有モードの送信電力は他の広帯域固有モードに再分配されてもよい。

【0115】

アクティブ広帯域固有モードごとの選択送信モード $q_m$ は、動作SNR以下の必要SN  
R、 $\gamma_{req.,m}$ （すなわち $\gamma_{req.,m} \leq \gamma_{o.p.,m}$ ）と関連する。各アクティブ広帯  
域固有モードに必要な最小送信電力 $P_{req.,m}$ は以下のように計算することができる。

【数22】

【式22】

$$P_{req.,m} = \frac{P_m \cdot \gamma_{req.,m}}{\gamma_{op,m}}, \text{ for } m \in M$$

【0116】

必要送信電力は、（すなわち、表2のインデックス0を有する送信モードで）シャット  
オフされている広帯域固有モードごとにゼロ（ $P_{req.,m} = 0$ ）に等しい。

【0117】

広帯域固有モードごとの過剰電力 $P_{excess.,m}$ は、必要SNRを達成するのに必要  
な最小電力より大きい割当て電力量である（すなわち $P_{excess.,m} = P_m - P_{req.,m}$ ）  
。全広帯域固有モードの全過剰電力 $P_{excess}$ は以下のように計算すること  
ができる。

【数23】

$$P_{excess} = \sum_{m=1}^{N_s} (P_m - P_{req.,m})$$

【0118】

全過剰電力 $P_{excess}$ は種々の方法で再分配することができる。例えば、全過剰電  
力 $P_{excess}$ は1つ以上の広帯域固有モードに再分配することができ、より高い総合  
スループットが達成される。一実施形態において、全過剰電力 $P_{excess}$ は一度に1  
つの不飽和広帯域固有モードに再分配され、最高データレートを有する最良広帯域固有  
モードから開始し、次に高いデータレートに広帯域固有モードを移動させる。別の実施形態  
において、全過剰電力 $P_{excess}$ は、最小送信電力量でデータレートの最高増加を達  
成することができる広帯域固有モードに再分配される。

【0119】

全広帯域固有モードが最高のデータレートで動作される場合、または残量過剰電力が広  
帯域固有モードのデータレートを増大させることができない場合、残量過剰電力は1つ、  
複数、または全アクティブ広帯域固有モードに再分配されて、これらの広帯域固有モード  
のSNRマージンを改善することができる。

【0120】

#### E. 送信モード調整

図8のステップ822について、広帯域固有モードごとの送信モードは外部ループから  
の情報に基づいて調整可能である。ダウンリンクおよびアップリンクの広帯域固有モード  
の選択送信モードは、図2について上述された技術を使用して調整可能である。例えば、  
過剰パケットエラーが所与の広帯域固有モードで受信されると、外部ループは送信モード  
調整を該広帯域固有モードに提供する。別の例として、受信SNRの稼動平均は広帯域固  
有モードごとに維持され、該広帯域固有モードのSNRマージンを計算するために使用す  
ることができる。所与の広帯域固有モードのSNRマージンが負である場合、広帯域固有  
モードの送信モードを次に低いデータレートに調整することができる。パケットが複数の  
広帯域固有モードに送信されると、不良SNRマージンを有する広帯域固有モードの送信

モードを、パケットエラーが検出されるたびに次に低いデータレートに調整することができる。いずれにしても、送信モード調整は、ステップ818で選択されたものより低いデータレートを有する別の送信モードの選択を目的としている。

【0121】

## II. MIMO-OFDMシステム

図9Aは、例示的TDD MIMO-OFDMシステムにおけるアクセスポイント510xおよびユーザ端末520xの実施形態のブロック図を示している。アクセスポイント510xは図5のアクセスポイント510のうちの1つであり、ユーザ端末520xはユーザ端末520のうちの1つである。図9Aはダウンリンク送信の処理を示している。この場合、アクセスポイント510xは図1の送信機110であり、ユーザ端末520xは受信機150である。

【0122】

ダウンリンク送信については、アクセスポイント510xにおいて、トラヒックデータがデータソース912からTXデータプロセッサ920に提供され、ここでトラヒックデータを $N_C$ 個のデータストリーム（ここで $N_C > 1$ ）に逆多重化する。トラヒックデータは複数のデータソースから入ってきてもよく（例えば、より高い層アプリケーションごとに1つのデータソース）、逆多重化を必要としなくてもよい。簡潔にするために、1つのデータソース912のみを図9Aに示す。TXデータプロセッサ920は、各データストリームを、該データストリームに対して選択された送信モードに従ってフォーマット化、符号化、インタリーブ化、変調およびスケーリングし、対応するスケーリング化変調シンボルストリームを提供する。データストリームごとのデータレート、符号化および変調はそれぞれ、コントローラ940によって提供されるデータレートコントロール、符号化コントロールおよび変調コントロールによって判断可能である。TXデータプロセッサ920は $N_C$ 個のスケーリング化変調シンボルストリームをTX空間プロセッサ928に提供する。

【0123】

TX空間プロセッサ928は選択送信スキームに基づいて $N_C$ 個のスケーリング化変調シンボルストリームを処理し、パイロットシンボルで多重化し、 $N_{a,p}$ 個の送信シンボルストリームを $N_{a,p}$ 個の送信機ユニット（TMTR）930a-930apに提供する。選択送信スキームは送信ダイバーシティ、空間多重化またはビームステアリングであってもよい。送信ダイバーシティは、複数のアンテナからおよび／または複数のサブバンドでデータを冗長的に送信することによって、ダイバーシティを得、信頼性を向上させることを伴う。時空間送信ダイバーシティ（STTD）は送信ダイバーシティに使用することができる。ビームステアリングは、主要固有モードの位相ステアリング情報を使用してフル電力での単一の（最良の）空間チャネルでデータを送信することを伴う。空間多重化は、複数の空間チャネルでデータを送信してより高いスペクトル効率を達成することを伴う。空間多重化のための空間処理を表1に示している。各送信機ユニット930はその送信シンボルストリームにOFDM処理を実行し、対応するOFDMシンボルストリームを提供し、これはさらに処理されて変調信号を生成する。そして送信機ユニット930a-930apからの $N_{a,p}$ 個の変調信号はそれぞれ、 $N_{a,p}$ 個のアンテナ932a-932apを介して送信される。

【0124】

ユーザ端末520xにおいて、 $N_{a,p}$ 個の送信信号は $N_{u,t}$ 個のアンテナ952a-952utの各々で受信され、各アンテナからの受信信号は関連受信機ユニット（RCVR）954に提供される。各受信機ユニット954はその受信信号を調整およびデジタル化し、1ストリームのサンプルを提供し、これはさらに処理されて受信シンボルの対応するストリームを提供する。受信機ユニット954a-954utは $N_{u,t}$ 個の受信シンボルストリームをRX空間プロセッサ962に提供し、これは（例えば、空間多重化について表1に示されているような）選択送信スキームに基づいて空間処理を実行する。RX空間プロセッサ962は $N_C$ 個の回復シンボルストリームを提供し、これらはアクセスポイ

ント510xによって送信された $N_c$ 個の変調シンボルストリームの推定である。次いで、RXデータプロセッサ964は選択送信モードに従って各回復シンボルストリームを復調、デインタリーブ化および復号化して、対応する復号化データストリームを提供し、これらはアクセスポイント510xによって送信されたデータストリームの推定である。RX空間プロセッサ962およびRXデータプロセッサ964による処理はそれぞれ、アクセスポイント510xにおいて、TX空間プロセッサ928およびTXデータプロセッサ920によって実行される処理に相補的である。

【0125】

チャネル推定器974はダウンリンクの1つ以上のチャネル特徴の推定を得、チャネル推定をコントローラ970に提供する。チャネル推定は、チャネル利得および雑音フロア $N_{0,u}$ などのものであってもよい。RXデータプロセッサ964は各受信データパケットのステータスを提供することができる。チャネル推定器974およびRXデータプロセッサ964から受信された種々のタイプの情報に基づいて、コントローラ970は、上記の技術を使用するダウンリンクの複数の並列チャネルの各々の送信モードを判断する。各並列チャネルは（上述のような）広帯域固有モード、あるいはサブバンドおよび固有モードの他の組み合わせに相当するものであってもよい。コントローラ970はフィードバック情報を提供し、これはダウンリンクの $N_c$ 個の選択送信モード、チャネル推定、端末雑音フロア、および受信データパケットのACKおよび／またはNAKなど、あるいはこれらの組み合わせを含んでいてもよい。フィードバック情報はTXデータプロセッサ978およびTX空間プロセッサ980によって処理され、ステアード基準によって多重化され、送信機ユニット954a-954uによって調整され、アンテナ952a-952uを介してアクセスポイント510xに送信される。

【0126】

アクセスポイント510xにおいて、ユーザ端末520xからの $N_{u,t}$ 個の送信信号はアンテナ932aから932apで受信され、受信機ユニット930a-930apによって調整され、RX空間プロセッサ934およびRXデータプロセッサ936によって処理されて、ユーザ端末520xによって送られたフィードバック情報を回復する。次いで、フィードバック情報はコントローラ940に提供され、ユーザ端末520xに送られた $N_c$ 個のデータストリームの処理をコントロールするために使用される。例えば、各ダウンリンクデータストリームのデータレート、符号化および変調は、ユーザ端末520xによって選択された送信モードに基づいて判断可能である。受信ACK/NAKを使用して、ユーザ端末520xによって誤受信された各データパケットの完全再送信または増分送信のいずれかを開始することができる。増分送信については、誤受信されたデータパケットの小部分が送信されて、ユーザ端末520xはパケットを回復することができる。

【0127】

チャネル推定器944は受信ステアード基準に基づいてチャネル利得推定を得る。チャネル利得推定はコントローラ940に提供され、（場合によってはユーザ端末の雑音フロア $N_{0,u}$ 推定と共に）、ダウンリンクの送信ウェイトを導出するために使用される。コントローラ940はデータレートコントロールをデータソース912およびTXデータプロセッサ920に提供する。コントローラ940はさらに、符号化および変調コントロールと、送信ウェイトとをTXデータプロセッサ920に提供する。ダウンリンク送信のチャネル推定および送信モード選択は上述のように実行可能である。

【0128】

コントローラ940および970はそれぞれ、アクセスポイント510xおよびユーザ端末520xの動作を方向づけている。メモリユニット942および972はそれぞれ、コントローラ940および970によって使用されるプログラムコードおよびデータを記憶する。

【0129】

図9Bは、アップリンク送信のアクセスポイント510xおよびユーザ端末520xを示している。この場合、ユーザ端末520xは図1の送信機110であり、アクセスポイ

ント510xは受信機150である。アップリンク送信のチャネル推定および送信モード選択は上述のように実行可能である。アップリンク送信に関するアクセスポイント510xおよびユーザ端末520xでのデータ処理は、ダウンリンク送信に関する上述の処理に類似の方法で実行可能である。アップリンク送信に関するアクセスポイント510xおよびユーザ端末520xでの空間処理は表1に示されているように実行可能である。

【0130】

A. 送信機および受信機のサブシステム

明確にするために、ダウンリンク送信のアクセスポイント510xおよびユーザ端末520xでの処理について以下さらに詳細に説明する。

【0131】

図10は、アクセスポイント510xの送信機部分の実施形態である送信機サブシステム1000のブロック図を示している。この実施形態について、TXデータプロセッサ920は、デマルチプレクサ(Demux)1010と、 $N_C$  個のエンコーダ1012a-1012sと、 $N_C$  個のチャネルインタリーブ1014a-1014sと、 $N_C$  個のシンボルマッピングユニット1016a-1016sと、 $N_C$  個の信号スケーリングユニット1018a-1018sとを含んでいる(すなわち $N_C$  個のデータストリームの各々につき1セットのエンコーダ、チャネルインタリーブ、シンボルマッピングユニットおよび信号スケーリングユニット)。デマルチプレクサ1010はトラヒックデータ(すなわち情報ビット)を $N_C$  個のデータストリームに逆多重化し、ここで各データストリームはデータレートコントロールによって示されているデータレートで提供されている。デマルチプレクサ1010は、トラヒックデータがすでに $N_C$  個のデータストリームとして提供されている場合には省略してもよい。

【0132】

各エンコーダ1012は、(符号化コントロールで示されているように)選択符号化スキームに基づいてそれぞれのデータストリームを受信および符号化し、コードビットを提供する。各データストリームは1つ以上のデータパケットを伝送し、各データパケットは一般的に個別に符号化され、符号化データパケットを得る。符号化はデータ送信の信頼性を高める。選択符号化スキームは、CRC符号化、畳込み符号化、ターボ符号化、およびブロック符号化などの組み合わせを含んでいてもよい。各エンコーダ1012からのコードビットはそれぞれのチャネルインタリーブ1014に提供され、これは特定のインタリーブ化スキームに基づいてコードビットをインタリーブする。インタリーブ化が送信モードに左右される場合、コントローラ940は(破線で示されているような)インタリーブコントロールをチャネルインタリーブ1014に提供する。インタリーブ化は、コードビットに時間、周波数および/または空間ダイバーシティを提供する。

【0133】

各チャネルインタリーブ1014からのインタリーブ化ビットはそれぞれのシンボルマッピングユニット1016に提供され、これは(変調コントロールによって示されているように)選択変調スキームに基づいてインタリーブ化ビットをマッピングし、変調シンボルを提供する。ユニット1016はB個のインタリーブ化ビットの各セットをグルーピングし、B-ビットバイナリ値( $B \geq 1$ )を形成し、さらに各B-ビット値を、選択変調スキーム(例えば、QPSK、M-PSKまたはM-QAMであり、ここでは $M = 2^B$ である)に基づいて特定の変調シンボルにマッピングする。各変調シンボルは選択変調スキームによって定義されている信号配置(signal constellation)における複素値である。次いで各シンボルマッピングユニット1016からの変調シンボルはそれぞれの信号スケーリングユニット1018に提供されて、これは変調シンボルを、 $k \in K$ となるような送信ウェイト $W_m(k)$ でスケーリングし、チャネル反転および電力分配を達成する。信号スケーリングユニット1018a-1018sは $N_C$  個のスケーリング化変調シンボルストリームを提供する。

【0134】

各データストリームは、任意の数のサブバンド、送信アンテナおよび空間チャネル、お

よびこれらの組み合わせを含んでいてもよいそれぞれの並列チャネルで送信される。例えば、1つのデータストリームは、上述のように、各広帯域固有モードの全使用可能なサブバンドで送信可能である。TX空間プロセッサ928は、もしあれば $N_C$ 個のスケーリング化変調シンボルストリームに必要な空間処理を実行し、 $N_{a,p}$ 個の送信シンボルストリームを提供する。空間処理は表1に示されているように実行可能である。

【0135】

1つのデータストリームを（上述のような完全CSI-MIMOシステムに対する）各広帯域固有モードの全サブバンドで送信する送信スキームについては、エンコード1012と、チャネルインタリバ1014と、シンボルマッピングユニット1016と、信号スケーリングユニット1018の $N_S$ 個のセットを使用して、 $N_S$ 個のデータストリーム（ここで、フルランクチャネル応答行列について $N_C = N_S = N_{a,p} \leq N_{u,t}$ である）を処理して、 $N_{a,p}$ 個のスケーリング化変調シンボルストリームを提供することができる。次いでTX空間プロセッサ928は、表1に示されているように $N_{a,p}$ 個のスケーリング化変調シンボルストリームに空間処理を実行し、 $N_{a,p}$ 個の送信シンボルストリームを提供する。

【0136】

1つのデータストリームを（部分CSI-MIMOシステムに対する）各送信アンテナの全サブバンドで送信する送信スキームについて、エンコード1012と、チャネルインタリバ1014と、シンボルマッピングユニット1016と、信号スケーリングユニット1018の $N_{a,p}$ 個のセットを使用して、 $N_{a,p}$ 個のデータストリーム（ここで $N_C = N_{a,p}$ である）を処理して、 $N_{a,p}$ 個のスケーリング化変調シンボルストリームを提供することができる。次いでTX空間プロセッサ928は単に、送信シンボルストリームとして各スケーリング化変調シンボルストリームを通過させる。空間処理はこの送信スキームに対して実行されるのではないので、各送信シンボルは変調シンボルである。

【0137】

一般的に、TX空間プロセッサ928は、スケーリング化変調シンボルの適切な逆多重化および／または空間処理を実行し、データストリームごとに使用される並列チャネルの送信シンボルを得る。TX空間プロセッサ928はさらに、例えば時分割多重化（TDM）や符号分割多重化（CDM）を使用して、パイロットシンボルを送信シンボルで多重化する。パイロットシンボルは、トラヒックデータを送信するのに使用されるサブバンド／固有モードのすべてまたはサブセットで送ることができる。TX空間プロセッサ928は $N_{a,p}$ 個の送信シンボルストリームを $N_{a,p}$ 個の送信機ユニット930a-930apに提供する。

【0138】

各送信機ユニット930はそれぞれの送信シンボルストリームにOFDM処理を実行し、対応する変調信号を提供する。OFDM処理は一般的に、（1） $N_F$ ポイント逆高速フーリエ変換（IFFT）を使用して $N_F$ 個の送信シンボルの各セットを時間ドメインに変換して、 $N_F$ 個のサンプルを含む「変換」シンボルを得ることと、（2）各変換シンボルの一部を反復して、 $N_F + N_{c,p}$ 個のサンプルを含むOFDMシンボルを得ることとを含んでいる。反復部分は巡回語頭と称され、 $N_{c,p}$ は反復されたサンプル数を示している。OFDMシンボルはさらに送信機ユニット930によって処理されて（例えば、1つ以上のアナログ信号に変換され、増幅され、フィルタリングされ、かつ周波数アップコンバートされて）変調信号を生成する。送信機サブシステム1000の他の設計もまた実現可能であり、本発明の範囲内である。

【0139】

コントローラ940は、ダウンリンクおよびアップリンクの閉ループレートコントロールに関する種々の機能（例えば、アップリンクの送信モード選択とダウンリンクの送信ウェイト計算）を実行可能である。アップリンク送信については、コントローラ940は図8のプロセス800を実行することができ、アップリンクの複数の並列チャネルの各々の送信モードを選択する。コントローラ940内で、電力割当てユニット1042は全送信

電力 $P_{total, up}$ を、(例えば、アクセスポイントのチャネル利得推定 $\hat{\sigma}_m(k)$ と雑音フロア推定 $N_{0, ap}$ とに基づいて)複数の並列チャネルに分配する。チャネル反転ユニット1044は並列チャネルごとにチャネル反転を実行する。送信モード(TM)選択器1046は並列チャネルごとに適切な送信モードを選択する。メモリユニット942は、(例えば表2に示されているように)サポート送信モードのルックアップテーブル1048およびその必要SNRを記憶することができる。ダウンリンク送信については、コントローラ940はまた図8のプロセス800を実行し、各広帯域固有モードのサブバンドごとに送信電力を判断することができ、ダウンリンクでの送信前に変調シンボルをスケールリングするために使用される送信ウェイトを計算する。

**【0140】**

図11は、ユーザ端末520xの受信機部分の実施形態である受信機サブシステム1100のブロック図を示している。アクセスポイント510xからの $N_{ap}$ 個の送信信号はアンテナ952a-952uで受信され、各アンテナからの受信信号はそれぞれの受信機ユニット954に提供される。各受信機ユニット954はその受信信号を調整およびデジタル化し、1ストリームのサンプルを得、さらにそのサンプルにOFDM処理を実行する。受信機でのOFDM処理は一般的に、(1)各受信OFDMシンボルの巡回語頭を除去して受信変換シンボルを得ることと、(2)高速フーリエ変換(FFT)を使用して各受信変換シンボルを周波数ドメインに変換し、 $N_F$ 個のサブバンドに対して1セットの $N_F$ 個の受信シンボルを得ることとを含んでいる。受信シンボルは、アクセスポイント510xによって送られた送信シンボルの推定である。受信機ユニット954a-954uは $N_u$ 個の受信シンボルストリームをRX空間プロセッサ962に提供する。

**【0141】**

RX空間プロセッサ962は $N_u$ 個の受信シンボルストリームに空間または時空間処理を実行し、 $N_c$ 個の回復シンボルストリームを提供する。RX空間プロセッサ962は、(これもまたチャネル相関行列反転(CDMI)等化器と称される)線形ゼロフォーシング(ZF)等化器、最小2乗平均誤差(MMSE)等化器、MMSE線形等化器(MMSE-LE)、判定帰還形等化器(DFE)、または他の等化器を実現することができる。

**【0142】**

RXデータプロセッサ964はRX空間プロセッサ962から $N_c$ 個の回復シンボルストリームを受信する。各回復シンボルストリームはそれぞれのシンボルデマッピングユニット1132に提供され、これは、コントローラ970によって提供される復調コントロールによって示されているように、該ストリームに使用される変調スキームに従って回復シンボルを復調する。各シンボルデマッピングユニット1132からの復調データストリームは、該データストリームのアクセスポイント510xで実行されるのに相補的な方法で関連チャネルデインタリーバ1134によってデインタリービングされる。インタリービング化が送信モードに左右される場合、コントローラ970は、破線で示されているように、デインタリービングコントロールをチャネルデインタリーバ1134に提供する。各チャネルデインタリーバ1134からのデインタリービングデータは、コントローラ970によって提供された復号化コントロールによって示されているように、アクセスポイント510xで実行されるのに相補的な方法で関連デコーダ1136によって復号される。例えば、ターボまたは畳込み符号化がそれぞれアクセスポイント510xで実行される場合、ターボデコーダまたはビットビデコーダをデコーダ1136に使用することができる。デコーダ1136はまた、(例えば、パケットが正確に受信されたか誤受信されたかを示す)各受信データパケットのステータスを提供することができる。デコーダ1136はさらに、誤って復号化されたパケットの復調データを記憶することができ、このデータは次の増分送信からの追加データと組み合わせられて復号化されることが可能である。

**【0143】**

図11に示されている実施形態において、チャネル推定器974は、(例えば受信パイロットシンボルに基づいて)ユーザ端末520xのチャネル応答および雑音フロアを推定



し、チャネル推定をコントローラ970に提供する。コントローラ970は、ダウンリンクおよびアップリンク双方の閉ループレートコントロールに関する種々の機能（例えば、ダウンリンクの送信モード選択およびアップリンクの送信ウェイト計算）を実行する。ダウンリンク送信については、コントローラ970は図8のプロセス800を実行可能である。コントローラ970内で、電力割当てユニット1172は、（例えば、ユーザ端末のチャネル利得推定 $\sigma^2_m(k)$ および雑音フロア $N_{0,u}$ 推定に基づいて）全送信電力 $P_{total, dn}$ を複数の並列チャネルに分配する。チャネル反転ユニット1174は複数の並列チャネルの各々のチャネル反転を実行する。送信モード(TM)選択器1176は並列チャネルごとに適切な送信モードを選択する。メモリユニット972は、（例えば表2に示されているように）サポート送信モードのルックアップテーブル1178とその必要SNRとを記憶することができる。コントローラ970はダウンリンクの $N_c$ 個の並列チャネルに対して $N_c$ 個の選択送信モードを提供し、これらはアクセスポイント510xに送られるフィードバック情報の一部であってもよい。アップリンク送信については、コントローラ970はまた図8のプロセス800を実行して、各広帯域固有モードのサブバンドごとに送信電力を判断することができ、アップリンクでの送信前に変調シンボルをスケールリングするのに使用される送信ウェイトを計算する。

【0144】

明確にするために、送信機サブシステム1000はアクセスポイント510xについて説明されており、受信機サブシステム1100はユーザ端末520xについて説明されている。送信機サブシステム1000はまたユーザ端末520xの送信機部分に使用可能であり、受信機サブシステム1100はまたアクセスポイント510xの受信機部分に使用可能である。

【0145】

#### B. ダウンリンクおよびアップリンクレートコントロール

図12Aは、図6に示されているデータ構造に基づいてダウンリンクの閉ループレートコントロールを実行するためのプロセスを示している。BCH PDUが各TDDフレームの第1のセグメントで送信され（図6参照）、ユーザ端末によって使用されてダウンリンクを推定およびトラッキングすることができるMIMOパイロットを含んでいる。ステアード基準もまた、ユーザ端末に送られたFCH PDUのプリアンブルで送ることができる。ユーザ端末はMIMOパイロットおよび／またはステアード基準に基づいてダウンリンクを推定し、ダウンリンクの広帯域固有モードごと（すなわち並列チャネルごと）に、（最高サポートデータレートを有する）適切な送信モードを選択する。次いで、ユーザ端末はこれらの送信モードを、ダウンリンクの「提案」送信モードとして、アクセスポイントに送られたRCH PDUで送る。

【0146】

アクセスポイントはユーザ端末から提案送信モードを受信し、次の（複数の）TDDフレームのダウンリンクでデータ送信をスケジューリングする。アクセスポイントはダウンリンクの送信モードを選択し、これは、システムローディングおよび他の要因によって、ユーザ端末から受信された送信モードまたは（より低いデータレートを有する）他の送信モードであってもよい。アクセスポイントはFCHで、（ダウンリンク送信のためにアクセスポイントで選択された送信モードを含む）ユーザ端末の割当て情報を送る。次いで、アクセスポイントは、選択送信モードを使用して、FCHのデータをユーザ端末に送信する。ユーザ端末は割当て情報を受信し、アクセスポイントによって選択された送信モードを得る。次いで、ユーザ端末は選択送信モードに従ってダウンリンク送信を処理する。図12Aに示されている実施形態について、ユーザ端末によるチャネル推定および送信モード選択と、ダウンリンク送信のこれらの送信モードの使用との間の遅延は一般的にTDDフレーム1つ分であるが、アプリケーション、システム構成および他の要因によって異なってもよい。

【0147】

図12Bは、図6に示されているフレーム構造に基づいてアップリンクの閉ループレ

トコントロールを実行するためのプロセスを示している。ユーザ端末は、FCH/RCHリソースが割当てられると、システムアクセス時のRACHおよびRCHでステアード基準を送信する(図6参照)。アクセスポイントは受信ステアード基準に基づいてアップリンクを推定し、アップリンクの広帯域固有モードごとに適切な送信モードを選択する。アクセスポイントは、(アップリンク送信について選択された送信モードを含む)ユーザ端末の割当て情報をFCHで送る。ユーザ端末は、選択送信モードを使用してデータをRCHでアクセスポイントに送る。アクセスポイントは選択送信モードに従ってアップリンク送信を処理する。

【0148】

ここに説明されている閉ループプレートコントロール技術は種々の方法で実現可能である。例えば、これらの技術は、ハードウェア、ソフトウェアまたはこれらの組み合わせによって実現可能である。ハードウェアでの実現について、送信機および受信機(例えばコントローラ940および970)で閉ループプレートコントロールに使用される要素は、1つ以上の特定用途向け集積回路(ASIC)、デジタル信号プロセッサ(DSP)、デジタル信号処理装置(DSPD)、プログラマブル論理装置(PLD)、フィールドプログラマブルゲートアレイ(FPGA)、プロセッサ、コントローラ、マイクロコントローラ、マイクロプロセッサ、ここで説明されている機能を実行するように設計されている他の電子ユニット、またはこれらの組み合わせによって実現可能である。

【0149】

ソフトウェアでの実現について、閉ループプレートコントロールの部分は、ここで説明されている機能を実行するモジュール(例えば手順および機能など)によって実現可能である。ソフトウェアコードはメモリユニット(例えば、図9Aおよび9Bのメモリユニット942または972)に記憶されて、プロセッサ(例えばコントローラ940または970)によって実行されてもよい。メモリユニットはプロセッサ内部またはプロセッサの外部で実現可能であり、この場合、当業界において既知であるように種々の手段を介してプロセッサに連通的に接続可能である。

【0150】

見出しは参照のためにここに含まれており、特定のセクションを配置することを支援している。これらの見出しは、その下に説明されている概念の範囲を制限するためのものではなく、これらの概念は明細書全体の他のセクションの適用可能性を有していてもよい。

【0151】

開示されている実施形態の上記説明によって、当業者は本発明を成しまたは使用することができる。これらの実施形態の種々の変形は当業者にとって容易に明らかであり、ここに定義されている一般原理は本発明の主旨または範囲から逸脱することなく他の実施形態にも適用可能である。従って、本発明はここに説明されている実施形態に制限されることなく、ここに開示されている原理および新規の特徴に矛盾しない広範囲を許容することができる。

【図面の簡単な説明】

【0152】

【図1】  $N_c$  個の並列チャネルの閉ループプレートコントロールを有するマルチチャネル通信システムにおける送信機および受信機を示す図である。

【図2】 閉ループプレートコントロール機構を示す図である。

【図3】 閉ループプレートコントロールによって選択された  $N_c$  個の送信モードを使用して、  $N_c$  個のデータストリームを  $N_c$  個の並列チャネルで送信する例示的过程を示す図である。

【図4】 外部ループの例示的过程を示す図である。

【図5】 例示的TDD MIMO-OFDMシステムを示す図である。

【図6】 TDD MIMO-OFDMシステムにおいて使用されているフレーム構造を示す図である。

【図7】 TDD MIMO-OFDMシステムにおけるダウンリンクおよびアップリンク

で、複数の広帯域固有モードで複数のデータストリームを送信するためのプロセスを示す図である。

【図8】  $N_S$  個の広帯域固有モードの  $N_S$  個の送信モードを選択するためのプロセスを示す図である。

【図9A】 ダウンリンクおよびアップリンク送信用の、TDD MIMO-OFDMシステムにおけるアクセスポイントおよび端末を示す図である。

【図9B】 ダウンリンクおよびアップリンク送信用の、TDD MIMO-OFDMシステムにおけるアクセスポイントおよび端末を示す図である。

【図10】 送信機サブシステムを示す図である。

【図11】 受信機サブシステムを示す図である。

【図12A】 ダウンリンクおよびアップリンクの閉ループレートコントロールの例示的タイミング図を示す図である。

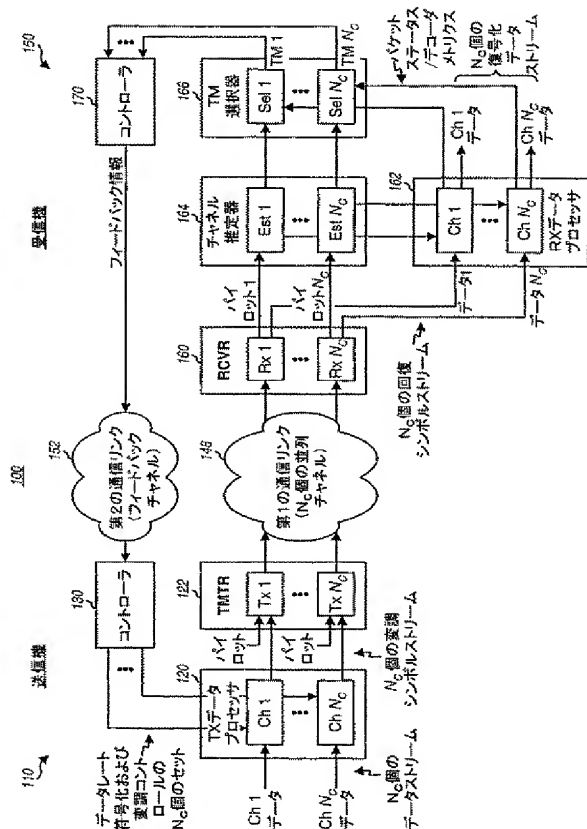
【図12B】 ダウンリンクおよびアップリンクの閉ループレートコントロールの例示的タイミング図を示す図である。

【符号の説明】

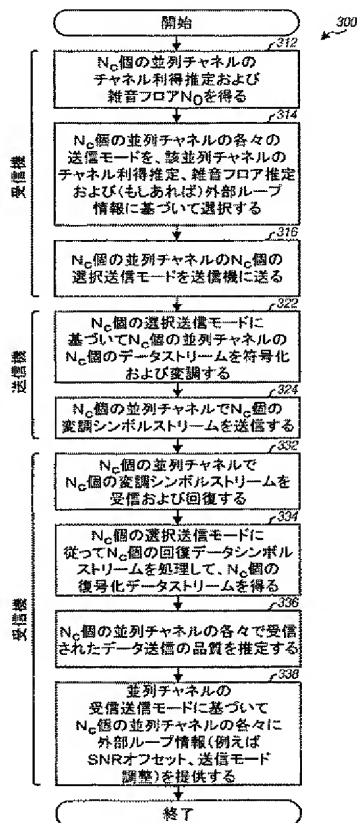
【0153】

100…マルチチャネル通信システム、110…送信機、120…TXデータプロセッサ、122…送信機ユニット、130…コントローラ、148…第1の通信リンク、150…受信機、152…第2の通信リンク、160…受信機ユニット、162…受信機(RX)データプロセッサ、164…チャネル推定器、166…TM選択器、170…コントローラ、172…品質推定器、174…選択器、176…ルックアップテーブル(LUT)、200…閉ループレートコントロール機構、210…内部ループ、220…外部ループ、500…TDD MIMO-OFDMシステム、510…アクセスポイント(AP)、520…ユーザ端末(UT)、610…BCHセグメント、612…BCHプロトコルデータユニット(PDU)、614…標識パイロット、616…MIMOパイロット、618…BCHメッセージ、620…FCHセグメント、630…FCHセグメント、632…FCH PDU6、634…ステアード基準、636…データパケット、640…RCHセグメント、646…データパケット、650…RACHセグメント、654…パイロット、656…メッセージ、912…データソース、920…TXデータプロセッサ、928…TX空間プロセッサ、930…送信機ユニット(TMTR)、940…コントローラ、932…アンテナ、942…メモリユニット、954…受信機ユニット、962…RX空間プロセッサ、964…RXデータプロセッサ、970…コントローラ、974…チャネル推定器、978…TXデータプロセッサ、980…TX空間プロセッサ、1000…送信機サブシステム、1010…デマルチプレクサ(Demux)、1012…エンコーダ、1014…チャネルインタリーバ、1016…シンボルマッピングユニット、1018…信号スケーリングユニット、1042…信号スケーリングユニット、1044…チャネル反転ユニット、1100…受信機サブシステム、1132…シンボルデマッピングユニット、1134…チャネルデインタリーバ、1136…デコーダ、1172…電力割当てユニット、1174…チャネル反転ユニット、1176…送信モード(TM)選択器

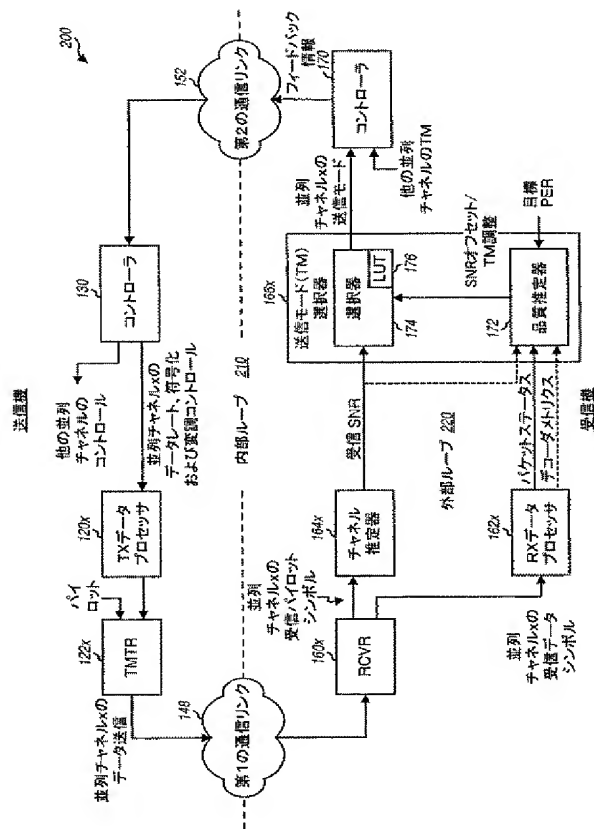
【図1】



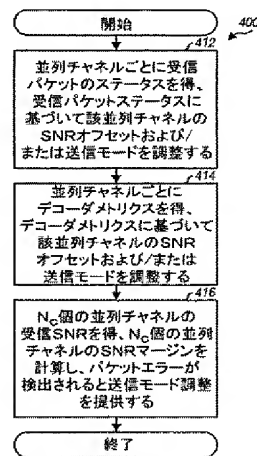
【図3】



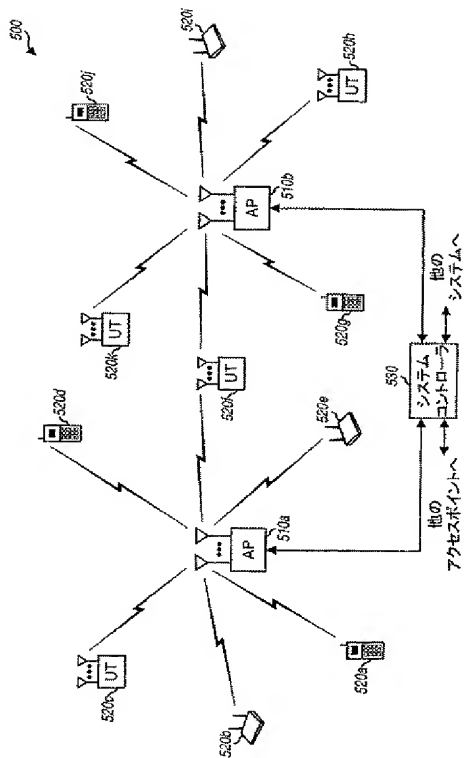
【図2】



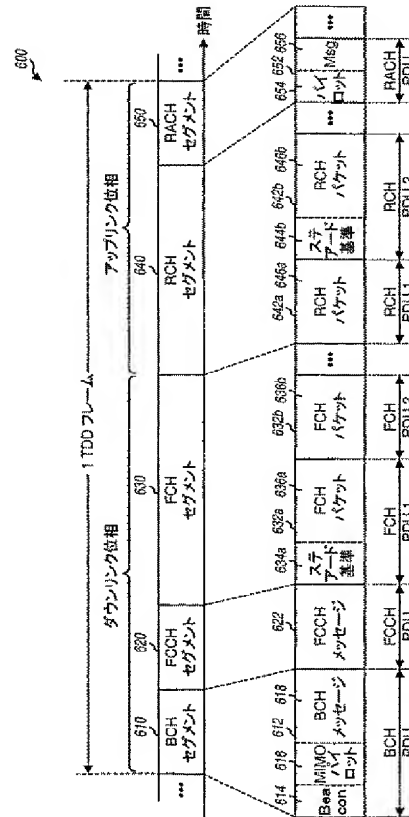
【図4】



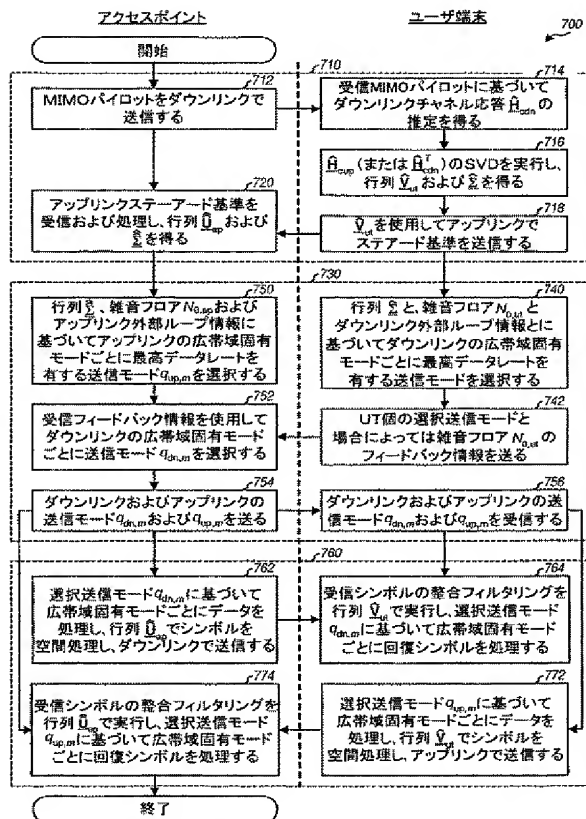
【図5】



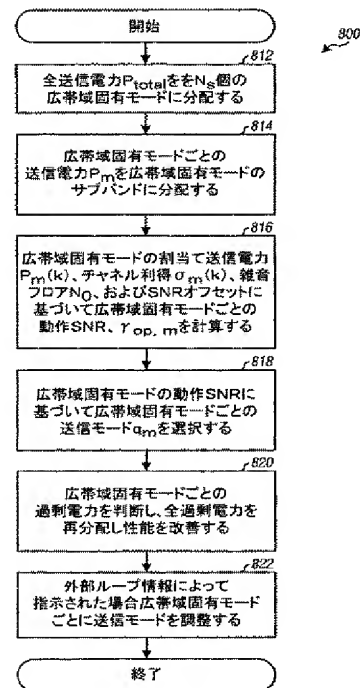
【図6】



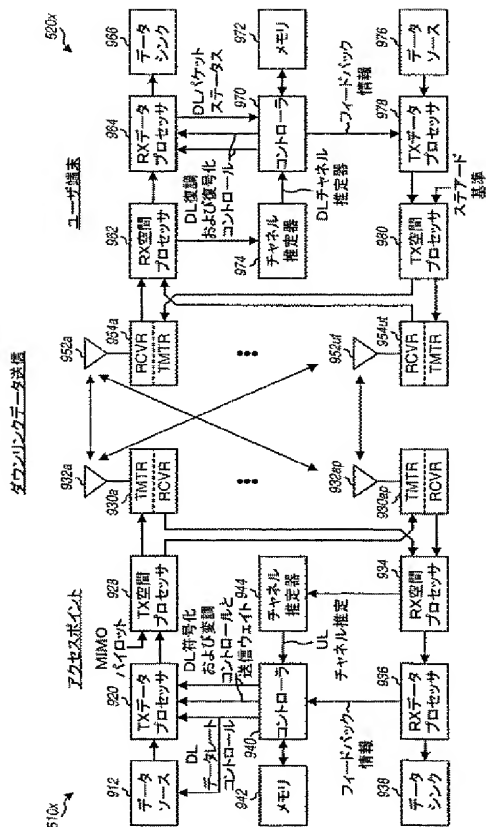
【図7】



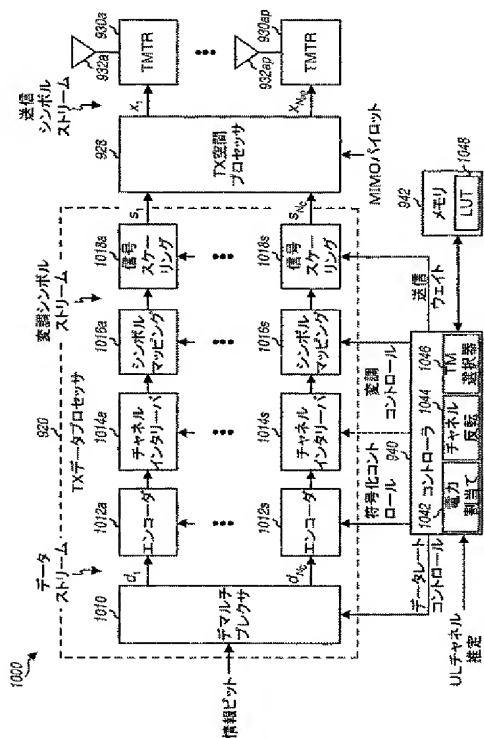
【図8】



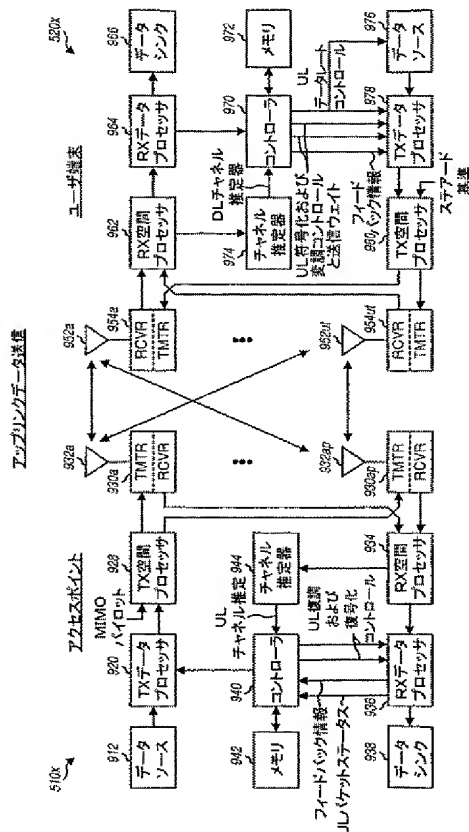
【図9A】



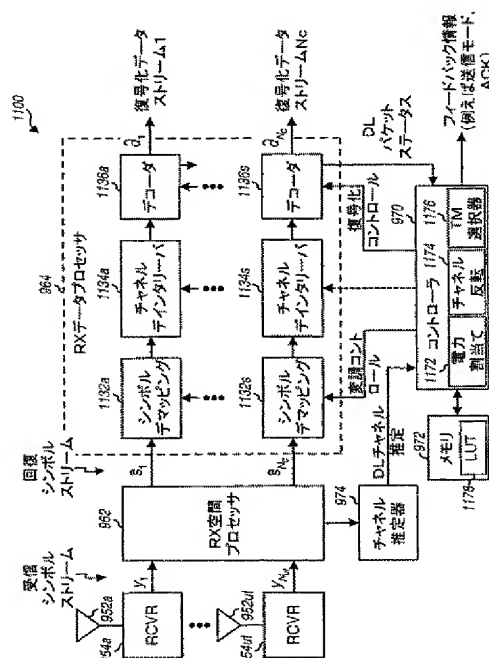
【図10】



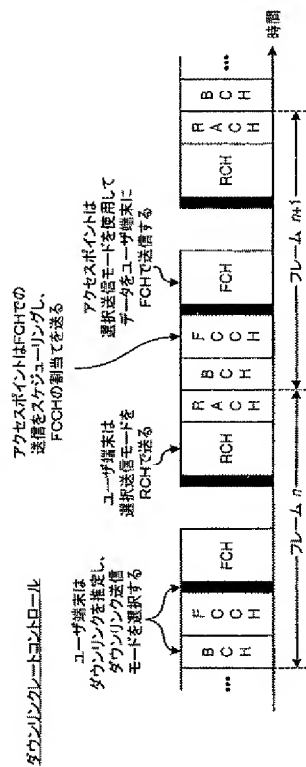
【図9B】



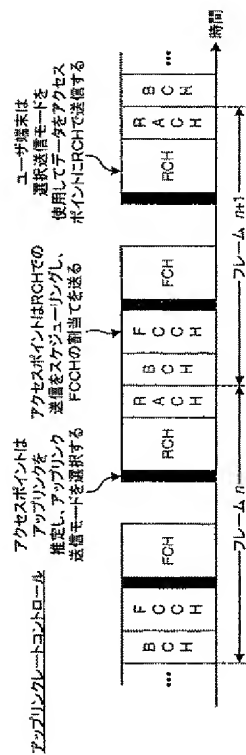
【図11】



【図12A】



【図12B】



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No PCT/US 03/34570		
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 7 H04L1/00		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 7 H04L		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used) EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC, COMPENDEX		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	KOUSA M A ET AL: "MULTICHANNEL ADAPTIVE SYSTEM" IEE PROCEEDINGS I. SOLID- STATE & ELECTRON DEVICES, INSTITUTION OF ELECTRICAL ENGINEERS, STEVENAGE, GB, vol. 140, no. 5, PART 1, 1 October 1993 (1993-10-01), pages 357-364, XP000403498 ISSN: 0956-3776	1-11, 13-50
Y	section 2.2 figure 1	12,51-63
Y	US 2002/126803 A1 (JONSSON RAGNAR H ET AL) 12 September 2002 (2002-09-12) paragraphs '0103!-'0107!,'0112!,'0113! -/-	12,51-63
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C. <input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.		
* Special categories of cited documents: *A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance *E* earlier document but published on or after the international filing date *L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed *T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention *X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone *Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art. *Z* document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 8 June 2004		Date of mailing of the international search report 17/06/2004
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax (+31-70) 340-3016		Authorized officer Shigliotti, L



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.  
PCT/US 03/34570

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	<p>EP 1 207 645 A (LUCENT TECHNOLOGIES INC) 22 May 2002 (2002-05-22)</p> <p>paragraphs '0001!', '0016!', '0020!'-'0022!', '0025!', '0030! claim 23 figures</p>	<p>1-3, 8, 24-30, 33, 34, 36-38, 41, 45, 47, 48, 50, 51</p>
X	<p>EP 0 991 221 A (LUCENT TECHNOLOGIES INC) 5 April 2000 (2000-04-05)</p> <p>paragraphs '0013!', '0027!', '0033! -----</p>	<p>1-3, 8, 24-30, 33, 34, 36-38, 41, 45, 47, 48, 50, 51</p>

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No.

PCT/US 03/34570

Patent document cited in search report		Publication date		Patent family member(s)	Publication date
US 2002126803	A1	12-09-2002	EP	1360823 A1	12-11-2003
			WO	02063857 A1	15-08-2002
EP 1207645	A	22-05-2002	CA	2361886 A1	16-05-2002
			CN	1354610 A	19-06-2002
			EP	1207645 A1	22-05-2002
			JP	2002217752 A	02-08-2002
EP 0991221	A	05-04-2000	US	6292917 B1	18-09-2001
			CA	2279098 A1	30-03-2000
			EP	0991221 A2	05-04-2000
			JP	3504895 B2	08-03-2004
			JP	2000134179 A	12-05-2000

(81)指定国 AP(GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), EP(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW

(74)代理人 100075672

弁理士 峰 隆司

(74)代理人 100109830

弁理士 福原 淑弘

(74)代理人 100095441

弁理士 白根 俊郎

(74)代理人 100084618

弁理士 村松 貞男

(74)代理人 100103034

弁理士 野河 信久

(74)代理人 100092196

弁理士 橋本 良郎

(74)代理人 100100952

弁理士 風間 鉄也

(72)発明者 ワルトン、ジェイ．・ロドニー

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01741、カーリスル、ハイウッズ・レーン 85

(72)発明者 ウォーレス、マーク・エス．

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01730、ベッドフォード、マデル・レーン 4

(72)発明者 ケッチャム、ジョン・ダブリュ．

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01451、ハーバード、キャンドルベリー・レーン 37

(72)発明者 ハワード、スティーブン・ジェイ．

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01721、アシュランド、ヘリテージ・アベニュー 75

F ターム(参考) 5K014 AA01 CA06 DA06 FA01 FA12 GA01

5K034 AA02 DD01 EE11 MM08

5K067 AA13 BB21 CC02 CC04 CC08 DD17 DD23 DD25 DD27 DD43

DD51 EE02 EE10 GG01 GG08 GG11 HH22 HH23 LL11

(19) World Intellectual Property  
Organization  
International Bureau



(43) International Publication Date  
6 May 2004 (06.05.2004)

PCT

(10) International Publication Number  
**WO 2004/038986 A2**

(51) International Patent Classification<sup>7</sup>: **H04L 1/00**

(21) International Application Number:  
PCT/US2003/034570

(22) International Filing Date: 24 October 2003 (24.10.2003)

(25) Filing Language: English

(26) Publication Language: English

(30) Priority Data:  
60/421,309 25 October 2002 (25.10.2002) US  
10/448,801 31 May 2003 (31.05.2003) US

(71) Applicant: **QUALCOMM INCORPORATED** [US/US];  
5775 Morehouse Drive, San Diego, CA 92121 (US).

(72) Inventors: **WALTON, Jay, Rodney**; 85 Highwoods Lane, Carlisle, MA 01741 (US). **WALLACE, Mark, S.**; 4 Madel Lane, Bedford, MA 01730 (US). **KETCHUM, John, W.**; 37 Candleberry Lane, Harvard, MA 01451 (US). **HOWARD, Steven, J.**; 75 Heritage Avenue, Ashland, MA 01721 (US).

(74) Agents: **WADSWORTH, Philip, R.** et al.; QUALCOMM Incorporated, 5775 Morehouse Drive, San Diego, CA 92121 (US).

(81) Designated States (*national*): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

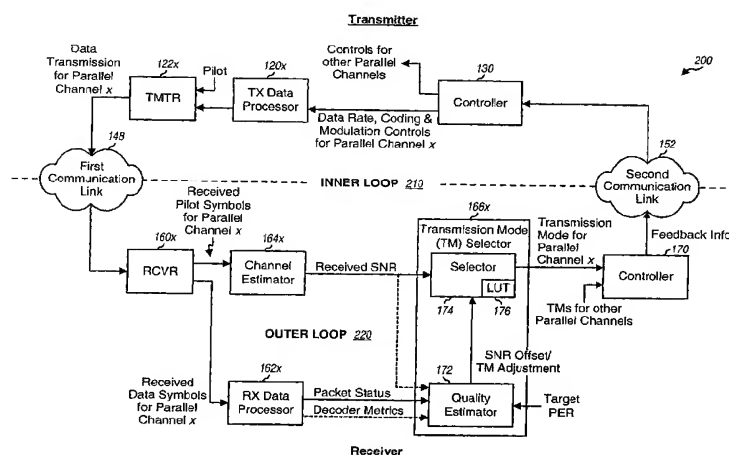
(84) Designated States (*regional*): ARIPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European patent (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

**Published:**

— without international search report and to be republished upon receipt of that report

For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.

(54) Title: CLOSED-LOOP RATE CONTROL FOR A MULTI-CHANNEL COMMUNICATION SYSTEM



(57) Abstract: Closed-loop rate control for data transmission on multiple parallel channels is provided. An inner loop estimates the channel conditions for a communication link and selects a suitable data rate for each of the multiple parallel channels based on the channel estimates. For each parallel channel, a received SNR is computed based on the channel estimates, an operating SNR is computed based on the received SNR and an SNR offset for the parallel channel, and the data rate is selected based on the operating SNR for the parallel channel and a set of required SNRs for a set of data rates supported by the system. An outer loop estimates the quality of data transmissions received on the multiple parallel channels and adjusts the operation of the inner loop. For example, the SNR offset for each parallel channel is adjusted based on the status of packets received on that parallel channel.

# **CLOSED-LOOP RATE CONTROL FOR A MULTI-CHANNEL COMMUNICATION SYSTEM**

## **BACKGROUND**

### **I. Field**

[1001] The present invention relates generally to data communication, and more specifically to techniques for performing rate control for data transmission on multiple parallel channels in a multi-channel communication system.

### **II. Background**

[1002] A multi-channel communication system utilizes multiple “parallel channels” for data transmission. These parallel channels may be formed in the time domain, frequency domain, spatial domain, or a combination thereof. For example, the multiple parallel channels may be formed by different time slots in a time division multiplex (TDM) communication system, different frequency subbands in a frequency division multiplex (FDM) communication system, different disjoint sets of subbands in an orthogonal frequency division multiplex (OFDM) communication system, or different spatial channels in a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system. TDM, FDM, OFDM, and MIMO systems are described in further detail below.

[1003] The multiple parallel channels may experience different channel conditions (e.g., different fading, multipath, and interference effects) and may achieve different signal-to-noise ratios (SNRs). The SNR of a parallel channel determines its transmission capability, which is typically quantified by a particular data rate that may be reliably transmitted on the parallel channel. If the SNR varies from parallel channel to parallel channel, then the supported data rate would also vary from channel to channel. Moreover, since the channel conditions typically vary with time, the data rates supported by the multiple parallel channels also vary with time.

[1004] Rate control is a major challenge in a multi-channel communication system that experiences continually varying channel conditions. Rate control entails controlling the data rate of each of the multiple parallel channels based on the channel conditions. The goal of the rate control should be to maximize the overall throughput

on the multiple parallel channels while meeting certain quality objectives, which may be quantified by a particular packet error rate (PER) or some other criterion.

[1005] There is therefore a need in the art for techniques to effectively perform rate control for multiple parallel channels having varying SNRs.

## SUMMARY

[1006] Techniques for performing closed-loop rate control for data transmission on multiple parallel channels are described herein. Closed-loop rate control may be achieved with one or multiple loops. An inner loop estimates the channel conditions for a communication link and selects a suitable data rate for each of the multiple parallel channels (e.g., to achieve high overall throughput). An outer loop (which is optional) estimates the quality of the data transmissions received on the multiple parallel channels and adjusts the operation of the inner loop.

[1007] For the inner loop, channel estimates are initially obtained for the multiple parallel channels (e.g., based on received pilot symbols). The channel estimates may include channel gain estimates for multiple subbands of each parallel channel, an estimate of the noise floor at the receiver, and so on. A suitable "transmission mode" is then selected for each parallel channel based on (1) the transmit power allocated to the parallel channel, (2) the channel estimates for the parallel channel, (3) an SNR offset provided by the outer loop for the parallel channel, and (4) other information provided by the outer loop. A transmission mode indicates, among other things, a specific data rate to use for a parallel channel. The SNR offset indicates the amount of back-off to use for the parallel channel and influences the selection of the transmission mode for the parallel channel. The other information from the outer loop may direct the inner loop to select a transmission mode with a data rate lower than that normally selected for the parallel channel, for example, if excessive packet errors are received for the parallel channel. The transmitter and receiver process data for each parallel channel in accordance with the transmission mode selected for that parallel channel.

[1008] For the outer loop, the receiver estimates the quality of the data transmissions received via the multiple parallel channels. For example, the receiver may determine the status of each received data packet (e.g., as good or bad, as described below), obtain decoder metrics for each data stream, estimate the received SNR for each parallel channel, and so on. The outer loop then adjusts the operation of the inner loop

for each parallel channel based on the estimated received quality for that parallel channel. For example, the outer loop may adjust the SNR offset for each parallel channel to achieve a target packet error rate (PER) for that parallel channel. The outer loop may also direct the inner loop to select a transmission mode with a lower data rate for a parallel channel if excessive packet errors are detected for that parallel channel.

[1009] Various aspects and embodiments of the invention are also described in further detail below.

### BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

[1010] The features, nature, and advantages of the present invention will become more apparent from the detailed description set forth below when taken in conjunction with the drawings in which like reference characters identify correspondingly throughout and wherein:

[1011] FIG. 1 shows a transmitter and a receiver in a multi-channel communication system with closed-loop rate control for  $N_C$  parallel channels;

[1012] FIG. 2 shows a closed-loop rate control mechanism;

[1013] FIG. 3 shows an exemplary process to transmit  $N_C$  data streams on  $N_C$  parallel channels using  $N_C$  transmission modes selected with closed-loop rate control;

[1014] FIG. 4 shows an exemplary process for the outer loop;

[1015] FIG. 5 shows an exemplary TDD MIMO-OFDM system;

[1016] FIG. 6 shows a frame structure used in the TDD MIMO-OFDM system;

[1017] FIG. 7 shows a process for transmitting multiple data streams on multiple wideband eigenmodes on the downlink and uplink in the TDD MIMO-OFDM system;

[1018] FIG. 8 shows a process for selecting  $N_S$  transmission modes for  $N_S$  wideband eigenmodes;

[1019] FIGS. 9A and 9B show an access point and a terminal in the TDD MIMO-OFDM system for downlink and uplink transmission, respectively;

[1020] FIG. 10 shows a transmitter subsystem;

[1021] FIG. 11 shows a receiver subsystem; and

[1022] FIGS. 12A and 12B show exemplary timing diagrams for closed-loop rate control for the downlink and uplink, respectively.

## DETAILED DESCRIPTION

[1023] The word “exemplary” is used herein to mean “serving as an example, instance, or illustration.” Any embodiment or design described herein as “exemplary” is not necessarily to be construed as preferred or advantageous over other embodiments or designs.

[1024] As used herein, “rate control” entails controlling the data rate of each of multiple parallel channels based on channel conditions. The data rate for each parallel channel is determined by the transmission mode selected for use for that parallel channel. Rate control may thus be achieved by controlling the transmission modes used for the multiple parallel channels.

[1025] FIG. 1 shows a block diagram of a transmitter 110 and a receiver 150 in a multi-channel communication system 100 with closed-loop rate control for  $N_C$  parallel channels, where  $N_C > 1$ . The  $N_C$  parallel channels may be formed in various manners, as described below. For downlink transmission, transmitter 110 is an access point, receiver 150 is a user terminal, first communication link 148 is the downlink (i.e., forward link), and second communication link 152 is the uplink (i.e., reverse link). For uplink transmission, transmitter 110 is a user terminal, receiver 150 is an access point, and the first and second communication links are the uplink and downlink, respectively.

[1026] At transmitter 110, a transmit (TX) data processor 120 receives  $N_C$  data streams, one stream for each of the  $N_C$  parallel channels. Each parallel channel is associated with a specific transmission mode that indicates a set of transmission parameters to use for that parallel channel. A transmission mode may indicate (or may be associated with) a particular data rate, a particular coding scheme or code rate, a particular interleaving scheme, a particular modulation scheme, and so on, to use for data transmission. An exemplary set of transmission modes is given in Table 2 below. For each parallel channel, the data rate is indicated by a data rate control, the coding scheme is indicated by a coding control, and the modulation scheme is indicated by a modulation control. These controls are provided by a controller 130 and are generated based on the transmission mode selected for each parallel channel using feedback information obtained from receiver 150 and possibly other information (e.g., channel estimates) obtained by transmitter 110.

[1027] TX data processor 120 codes, interleaves, and modulates each data stream in accordance with the transmission mode selected for its parallel channel to provide a



corresponding stream of modulation symbols. TX data processor 120 provides  $N_C$  modulation symbol streams for the  $N_C$  data streams. A transmitter unit (TMTR) 122 then processes the  $N_C$  modulation symbol streams in a manner specified by the system. For example, transmitter unit 122 may perform OFDM processing for an OFDM system, spatial processing for a MIMO system, or both spatial and OFDM processing for a MIMO-OFDM system (which is a MIMO system that utilizes OFDM). A pilot is also transmitted to assist receiver 150 in performing a number of functions such as channel estimation, acquisition, frequency and timing synchronization, coherent demodulation, and so on. Transmitter unit 122 multiplexes pilot symbols with the modulation symbols for each parallel channel, processes the multiplexed symbols, and provides a modulated signal for each antenna used for data transmission. Each modulated signal is then transmitted via first communication link 148 to receiver 150. First communication link 148 distorts each modulated signal with a particular channel response and further degrades the modulated signal with (1) additive white Gaussian noise (AWGN) having a variance of  $N_0$  and (2) possibly interference from other transmitters.

[1028] At receiver 150, the transmitted signal(s) are received by one or more receive antennas, and the received signal from each antenna is provided to a receiver unit (RCVR) 160. Receiver unit 160 conditions and digitizes each received signal to provide a corresponding stream of samples. Receiver unit 160 further processes the samples in a manner that is complementary to that performed by transmitter unit 122 to provide  $N_C$  streams of “recovered” symbols, which are estimates of the  $N_C$  streams of modulation symbols sent by transmitter 110.

[1029] A receive (RX) data processor 162 then processes the  $N_C$  recovered symbol streams in accordance with the  $N_C$  transmission modes selected for the  $N_C$  parallel channels to obtain  $N_C$  decoded data streams, which are estimates of the  $N_C$  data streams sent by transmitter 110. The processing by RX data processor 162 may include demodulation, deinterleaving, and decoding. RX data processor 162 may further provide the status of each received data packet and/or decoder metrics for each decoded data stream.

[1030] Receiver unit 160 also provides received pilot symbols for the  $N_C$  parallel channels to a channel estimator 164. Channel estimator 164 processes these received pilot symbols to obtain channel estimates for the  $N_C$  parallel channels. The channel

estimates may include, for example, channel gain estimates, noise variance  $N_0$  estimate, and so on. The noise variance  $N_0$ , which is the noise floor observed at receiver 150, includes channel noise, receiver circuitry noise, interference (i.e., cross-talk) from other transmitting entities, and so on.

[1031] A transmission mode (TM) selector 166 receives the channel estimates from channel estimator 164 and possibly packet status and/or decoder metrics from RX data processor 162. Transmission mode selector 166 computes an operating SNR for each of the  $N_C$  parallel channels based on the channel estimates and an SNR offset for that parallel channel. Transmission mode selector 166 then selects a suitable transmission mode for each parallel channel based on the operating SNR and outer loop information for the parallel channel. The transmission mode selection is described in detail below.

[1032] A controller 170 receives the  $N_C$  selected transmission modes, TM 1 through TM  $N_C$ , from transmission mode selector 166 and the packet status from RX data processor 162 (not shown). Controller 170 then assembles feedback information for transmitter 110. The feedback information may include the  $N_C$  selected transmission modes for the  $N_C$  parallel channels, acknowledgments (ACKs) and/or negative acknowledgments (NAKs) for received data packets, a pilot, and/or other information. The feedback information is then sent via second communication link 152 to transmitter 110. Transmitter 110 uses the feedback information to adjust the processing of the  $N_C$  data streams sent to receiver 150. For example, transmitter 110 may adjust the data rate, the coding scheme, the modulation scheme, or any combination thereof, for each of the  $N_C$  data streams sent on the  $N_C$  parallel channels to receiver 150. The feedback information is used to increase the efficiency of the system by allowing data to be transmitted at the best-known settings supported by first communication link 148.

[1033] In the embodiment shown in FIG. 1, the channel estimation and transmission mode selection are performed by receiver 150 and the  $N_C$  transmission modes selected for the  $N_C$  parallel channels are sent back to transmitter 110. In other embodiments, the channel estimation and transmission mode selection may be performed (1) by transmitter 110 based on feedback information obtained from receiver 150 and/or other information obtained by transmitter 110 or (2) jointly by both transmitter 110 and receiver 150.

[1034] FIG. 2 shows a block diagram of an embodiment of a closed-loop rate control mechanism 200, which includes an inner loop 210 that operates in conjunction

with an outer loop 220. For simplicity, the operation of inner loop 210 and outer loop 220 for only one parallel channel  $x$  is shown in FIG. 2. In general, the same processing may be performed independently for each of the  $N_C$  parallel channels.

[1035] For inner loop 210, channel estimator 164x estimates the channel conditions for parallel channel  $x$  and provides channel estimates (e.g., channel gain estimates and noise floor estimate). A selector 174 within transmission mode selector 166x computes a received SNR for parallel channel  $x$  based on (1) the channel estimates from channel estimator 164x and (2) an SNR offset and/or a transmission mode adjustment for parallel channel  $x$  from a quality estimator 172. For clarity, the received SNR is symbolically shown as being provided by channel estimator 164x to selector 174 in FIG. 2. Selector 174 then selects a transmission mode for parallel channel  $x$  based on the received information, as described below. The select transmission mode for parallel channel  $x$  is included in the feedback information sent by controller 170 to the transmitter. At the transmitter, controller 130 receives the selected transmission mode for parallel channel  $x$  and determines the data rate, coding, and modulation controls for parallel channel  $x$ . Data is then processed in accordance with these controls by TX data processor 120x, further multiplexed with pilot symbols and conditioned by transmitter unit 122x, and sent to the receiver. The channel estimation and transmission mode selection may be performed periodically, at scheduled times, whenever changes in the communication link are detected, only as necessary (e.g., prior to and during data transmission), or at other times.

[1036] Outer loop 220 estimates quality of the data transmission received on parallel channel  $x$  and adjusts the operation of inner loop 210 for parallel channel  $x$ . The received data symbols for parallel channel  $x$  are processed by RX data processor 162x, and the status of each received packet on parallel channel  $x$  and/or decoder metrics are provided to quality estimator 172. The decoder metrics may include a re-encoded symbol error rate (SER), a re-encoded power metric, a modified Yamamoto metric (for a convolutional decoder), minimum or average log-likelihood ratio (LLR) among bits in a decoded packet (for a Turbo decoder), and so on. The re-encoded SER is the error rate between the received symbols from receiver unit 160 and the re-encoded symbols obtained by processing (e.g., re-encoding, re-modulating, and so on) the decoded data from RX data processor 162. The modified Yamamoto metric is indicative of the confidence in the decoded data and is obtained based on the difference

between the selected (best) path through the trellis for the convolutional decoding and the next closest path through the trellis. The minimum or average LLR may also be used as an indication of the confidence of the decoded data. These decoder metrics, which are indicative of the quality of the data transmission received on parallel channel  $x$ , are known in the art.

[1037] Outer loop 220 can provide different types of information used to control the operation of inner loop 210. For example, outer loop 220 can provide an SNR offset for each parallel channel. The SNR offset is used in the computation of the operating SNR for the parallel channel, as described below. The operating SNR is then provided to a look-up table (LUT) 176 and used to select the transmission mode for the parallel channel. The SNR offset thus influences the selection of the transmission mode. Outer loop 220 can also provide a transmission mode adjustment for each parallel channel. This adjustment may direct inner loop 210 to select a transmission mode with a lower data rate for the parallel channel. The transmission mode adjustment directly impacts the selection of the transmission mode. The SNR offset and transmission mode adjustment are two mechanisms for controlling the operation of inner loop 210. Outer loop 220 may also be designed to provide other types of adjustments for inner loop 210. For simplicity, only the SNR offset and transmission mode adjustment are described below. Outer loop 220 may adjust the SNR offset and/or transmission mode in various manners, some of which are described below.

[1038] In a first embodiment, the SNR offset and/or transmission mode for each parallel channel are adjusted based on packet errors detected for the data stream received on that parallel channel. The data stream may be transmitted in packets, blocks, frames, or some other data units. (For simplicity, packet is used herein for the data unit.) Each packet may be coded with an error detection code (e.g., a cyclic redundancy check (CRC) code) that allows the receiver to determine whether the packet was decoded correctly or in error. Each parallel channel may be associated with a particular target packet error rate (PER) (e.g., 1% PER). Quality estimator 172 receives the status of each received packet and the target PER for parallel channel  $x$  and adjusts the SNR offset for parallel channel  $x$  accordingly. For example, the SNR offset for parallel channel  $x$  may be initialized to zero at the start of data transmission on parallel channel  $x$ . The SNR offset may thereafter be reduced by  $\Delta_{DN}$  for each good packet and increased by  $\Delta_{UP}$  for each bad packet, where  $\Delta_{DN}$  and  $\Delta_{UP}$  may be selected based on

the target PER and the desired response time for the outer loop. The SNR offset is typically a positive value or zero but may also be allowed to be a negative value (e.g., to account for a high initial estimate of the received SNR). Alternatively or additionally, quality estimator 172 may provide a directive to adjust the transmission mode for parallel channel  $x$  to the next lower data rate, for example, if a burst of packet errors is detected on parallel channel  $x$ . The SNR offset and/or transmission mode adjustment from quality estimator 172 are used by selector 174 to select the transmission mode for parallel channel  $x$ .

[1039] In a second embodiment, the SNR offset and/or transmission mode for each parallel channel are adjusted based on the decoder metrics for that parallel channel. The decoder metrics for each parallel channel can be used to estimate the quality of the data transmission received on that parallel channel. If a particular decoder metric for a given parallel channel is worse than a threshold selected for that metric, then the SNR offset and/or transmission mode for that parallel channel may be adjusted accordingly.

[1040] In a third embodiment, the SNR offset and/or transmission mode for each parallel channel are adjusted based on the received SNR and the required SNR for that parallel channel. The received SNR for each parallel channel may be determined based on the received pilot symbols for that parallel channel. The system may support a set of transmission modes (e.g., as shown in Table 2), and each supported transmission mode requires a different minimum SNR to achieve the target PER. Quality estimator 172 can determine an SNR margin for parallel channel  $x$ , which is the difference between the received SNR and the required SNR for parallel channel  $x$ . If the SNR margin for parallel channel  $x$  is a negative value, then the transmission mode for parallel channel  $x$  may be adjusted to the next lower data rate.

[1041] The third embodiment may also be used for a design whereby a packet is demultiplexed and transmitted across multiple parallel channels. If the packet is received in error, then it may not be possible to determine (just from the received packet) which one or ones of the parallel channels cause the packet to be received in error. If no other information is available, then it may be necessary to adjust the  $N_C$  SNR offsets and/or the  $N_C$  transmission modes for all  $N_C$  parallel channels, for example, so that the next lower data rate is used for each parallel channel. This may result in an excessive amount of reduction on the overall data rate. However, using the third embodiment, the parallel channel with the smallest SNR margin can be assumed to have

caused the packet error, and the transmission mode for this parallel channel can be adjusted to the next lower data rate.

[1042] The outer loop may also adjust the operation of the inner loop in other manners, and this is within the scope of the invention. In general, the outer loop operates at a rate that may be faster or slower than the rate of the inner loop. For example, the adjustment of the SNR offset by the outer loop may be dependent on many received packets. The outer loop can also adjust the data rate in between regularly scheduled inner loop calculations. Thus, depending on its specific design and manner of operation, the outer loop typically has more influence on the operation of the inner loop for longer data transmissions. For bursty transmissions, the outer loop may not have much or any influence on the operation of the inner loop.

[1043] FIG. 3 shows a flow diagram of a process 300 to transmit  $N_C$  data streams on  $N_C$  parallel channels using  $N_C$  transmission modes selected with closed-loop rate control. Process 300 may be implemented as shown in FIGS. 1 and 2. Initially, the receiver estimates the channel gains and the noise floor  $N_0$  for the  $N_C$  parallel channels (step 312). The receiver then selects a transmission mode for each of the  $N_C$  parallel channels based on the channel gain estimates, the noise floor estimate, and outer loop information (if any) for that parallel channel (step 314). The outer loop information may include the SNR offset and/or transmission mode adjustment for each of the  $N_C$  parallel channels. The transmission mode selection is described below. The receiver sends the  $N_C$  selected transmission modes for the  $N_C$  parallel channels, as feedback information, to the transmitter (step 316).

[1044] The transmitter codes and modulates the  $N_C$  data streams in accordance with the  $N_C$  selected transmission modes (obtained from the receiver) to provide  $N_C$  modulation symbol streams (step 322). The transmitter then processes and transmits the  $N_C$  modulation symbol streams on the  $N_C$  parallel channels to the receiver (step 324).

[1045] The receiver processes the data transmissions received on the  $N_C$  parallel channels from the transmitter and obtains  $N_C$  recovered symbol streams (step 332). The receiver further processes the  $N_C$  recovered symbol streams in accordance with the  $N_C$  selected transmission modes to obtain  $N_C$  decoded data streams (step 334). The receiver also estimates the quality of the data transmission received on each of the  $N_C$  parallel channels, e.g., based on the packet status, decoder metrics, received SNRs, and so on (step 336). The receiver then provides outer loop information for each of the  $N_C$  parallel

channels based on the estimated quality for the data transmission received on that parallel channel (step 338). In FIG. 3, steps 312 through 324 may be considered as part of the inner loop, and steps 332 through 338 may be considered as part of the outer loop.

[1046] FIG. 4 shows a flow diagram of a process 400 that may be performed for the outer loop. The status of data packets received on each of the  $N_C$  parallel channels is obtained and used to adjust the SNR offset and/or transmission mode for that parallel channel (step 412). Decoder metrics for each of the  $N_C$  parallel channels may also be obtained and used to adjust the SNR offset and/or transmission mode for that parallel channel (step 414). The received SNR for each of the  $N_C$  parallel channels may also be obtained for each parallel channel and used to compute the SNR margin for that parallel channel. The SNR margins for the  $N_C$  parallel channels may be used to adjust the transmission modes for the parallel channels if packet errors are detected (step 416). An outer loop may implement any one or any combination of the steps shown in FIG. 4, depending on its specific design.

[1047] The closed-loop rate control techniques described herein may be used for various types of multi-channel communication systems having multiple parallel channels that may be used for data transmission. For example, these techniques may be used for TDM systems, FDM systems, OFDM-based systems, MIMO systems, MIMO systems that utilize OFDM (i.e., MIMO-OFDM systems), and so on.

[1048] A TDM system may transmit data in frames, each of which may be of a particular time duration. Each frame may include multiple ( $N_{TS}$ ) slots that may be assigned different slot indices.  $N_C$  parallel channels may be formed by the  $N_{TS}$  slots in each frame, where  $N_C \leq N_{TS}$ . Each of the  $N_C$  parallel channels may include one or multiple slots. The  $N_C$  channels are considered "parallel" even though they are not transmitted simultaneously.

[1049] An FDM system may transmit data in ( $N_{SB}$ ) frequency subbands, which may be arbitrarily spaced.  $N_C$  parallel channels may be formed by the  $N_{SB}$  subbands, where  $N_C \leq N_{SB}$ . Each of the  $N_C$  parallel channels may include one or multiple subbands.

[1050] An OFDM system uses OFDM to effectively partition the overall system bandwidth into multiple ( $N_F$ ) orthogonal subbands, which may also be referred to as tones, bins, and frequency channels. Each subband is associated with a respective carrier that may be modulated with data.  $N_C$  parallel channels may be formed by the  $N_F$

subbands, where  $N_C \leq N_F$ . The  $N_C$  parallel channels are formed by  $N_C$  disjoint sets of one or more subbands. The  $N_C$  sets are disjoint in that each of the  $N_F$  subbands is assigned to only one set (and thus to one parallel channel), if at all. An OFDM system may be considered as a specific type of FDM system.

[1051] A MIMO system employs multiple ( $N_T$ ) transmit antennas and multiple ( $N_R$ ) receive antennas for data transmission, and is denoted as an  $(N_T, N_R)$  system. A MIMO channel formed by the  $N_T$  transmit and  $N_R$  receive antennas is composed of  $N_S$  spatial channels that may be used for data transmission, where  $N_S \leq \min\{N_T, N_R\}$ . The number of spatial channels is determined by a channel response matrix  $\underline{\mathbf{H}}$  that describes the response between the  $N_T$  transmit and  $N_R$  receive antennas. For simplicity, the following description assumes that the channel response matrix  $\underline{\mathbf{H}}$  is full rank. In this case, the number of spatial channels is given as  $N_S = N_T \leq N_R$ .  $N_C$  parallel channels may be formed by the  $N_S$  spatial channels, where  $N_C \leq N_S$ . Each of the  $N_C$  parallel channels may include one or multiple spatial channels.

[1052] A MIMO-OFDM system has  $N_S$  spatial channels for each of  $N_F$  subbands.  $N_C$  parallel channels may be formed by the  $N_S$  spatial channels of each of the  $N_F$  subbands, where  $N_C \leq N_F \cdot N_S$ . Each of the  $N_C$  parallel channels may include one or multiple spatial channels of one or multiple subbands (i.e., any combination of spatial channels and subbands). For MIMO and MIMO-OFDM systems,  $N_C$  parallel channels may also be formed by the  $N_T$  transmit antennas, where  $N_C \leq N_T$ . Each of the  $N_C$  parallel channels may be associated with one or multiple transmit antennas for data transmission.

[1053] For MIMO and MIMO-OFDM systems, data may be transmitted on the  $N_S$  spatial channels in various manners. For a partial channel state information (partial-CSI) MIMO system, data is transmitted on the  $N_S$  spatial channels without any spatial processing at the transmitter and with spatial processing at the receiver. For a full-CSI MIMO system, data is transmitted on the  $N_S$  spatial channels with spatial processing at both the transmitter and the receiver. For the full-CSI MIMO system, eigenvalue decomposition or singular value decomposition may be performed on the channel response matrix  $\underline{\mathbf{H}}$  to obtain  $N_S$  "eigenmodes" of the MIMO channel. Data is transmitted on the  $N_S$  eigenmodes, which are orthogonalized spatial channels.



[1054] The closed-loop rate control techniques described herein may be used for time division duplex (TDD) systems as well as frequency division duplex (FDD) systems. For a TDD system, the downlink and uplink share the same frequency band and are likely to observe similar fading and multipath effects. Thus, the channel response for each link may be estimated based on a pilot received on either that link or the other link. For an FDD system, the downlink and uplink use different frequency bands and are likely to observe different fading and multipath effects. The channel response for each link may be estimated based on a pilot received on that link.

[1055] The closed-loop rate control techniques may be used for both partial-CSI and full-CSI MIMO systems. These techniques may also be used for the downlink as well as the uplink.

[1056] The closed-loop rate control techniques are now described in detail for an exemplary multi-channel communication system, which is a full-CSI TDD MIMO-OFDM system. For simplicity, in the following description, the term “eigenmode” and “wideband eigenmode” are used to denote the case where an attempt is made to orthogonalize the spatial channels, even though it may not be fully successful due to, for example, an imperfect channel estimate.

## **I. TDD MIMO-OFDM System**

[1057] FIG. 5 shows an exemplary TDD MIMO-OFDM system 500 with a number of access points (APs) 510 that support communication for a number of user terminals (UTs) 520. For simplicity, only two access points 510a and 510b are shown in FIG. 5. An access point may also be referred to as a base station, a base transceiver system, a Node B, or some other terminology. A user terminal may be fixed or mobile, and may also be referred to as an access terminal, a mobile station, a user equipment (UE), a wireless device, or some other terminology. Each user terminal may communicate with one or possibly multiple access points on the downlink and/or the uplink at any given moment. A system controller 530 couples to access points 510 and provides coordination and control for these access points.

[1058] FIG. 6 shows an exemplary frame structure 600 that may be used in TDD MIMO-OFDM system 500. Data transmission occurs in units of TDD frames, each of which spans a particular time duration (e.g., 2 msec). Each TDD frame is partitioned into a downlink phase and an uplink phase, and each phase is further partitioned into

multiple segments for multiple transport channels. In the embodiment shown in FIG. 6, the downlink transport channels include a broadcast channel (BCH), a forward control channel (FCCH), and a forward channel (FCH), and the uplink transport channels include a reverse channel (RCH) and a random access channel (RACH).

[1059] In the downlink phase, a BCH segment 610 is used to transmit one BCH protocol data unit (PDU) 612, which includes a beacon pilot 614, a MIMO pilot 616, and a BCH message 618. The beacon pilot is a pilot transmitted from all antennas and is used for timing and frequency acquisition. The MIMO pilot is a pilot transmitted from all antennas but with a different orthogonal code for each antenna in order to allow the user terminals to individually identify the antennas. The MIMO pilot is used for channel estimation. The BCH message carries system parameters for the user terminals. An FCCH segment 620 is used to transmit one FCCH PDU, which carries assignments for downlink and uplink resources (e.g., the selected transmission modes for the downlink and uplink) and other signaling for the user terminals. An FCH segment 630 is used to transmit one or more FCH PDUs 632 on the downlink. Different types of FCH PDU may be defined. For example, an FCH PDU 632a includes a steered reference 634a and a data packet 636a, and an FCH PDU 632b includes only a data packet 636b. The steered reference is a pilot that is transmitted on a specific wideband eigenmode (as described below) and is used for channel estimation.

[1060] In the uplink phase, an RCH segment 640 is used to transmit one or more RCH PDUs 642 on the uplink. Different types of RCH PDU may also be defined. For example, an RCH PDU 642a includes only a data packet 646a, and an RCH PDU 642b includes a steered reference 644b and a data packet 646b. An RACH segment 650 is used by the user terminals to gain access to the system and to send short messages on the uplink. An RACH PDU 652 may be sent in RACH segment 650 and includes a pilot (e.g., steered reference) 654 and a message 656.

[1061] FIG. 6 shows an exemplary frame structure for a TDD system. Other frame structures may also be used, and this is within the scope of the invention.

## 1. Spatial Processing

[1062] For a MIMO-OFDM system, the channel response between an access point and a user terminal may be characterized by a set of channel response matrices,  $\mathbf{H}(k)$  for  $k \in K$ , where  $K$  represents the set of all subbands of interest (e.g.,  $K = \{1, \dots, N_F\}$ ).

For a TDD MIMO-OFDM system with a shared frequency band, the downlink and uplink channel responses may be assumed to be reciprocal of one another. That is, if  $\underline{\mathbf{H}}(k)$  represents a channel response matrix from antenna array A to antenna array B for subband  $k$ , then a reciprocal channel implies that the coupling from array B to array A is given by  $\underline{\mathbf{H}}^T(k)$ , where  $\underline{\mathbf{A}}^T$  denotes the transpose of  $\underline{\mathbf{A}}$ .

[1063] However, the frequency responses of the transmit and receive chains at the access point are typically different from the frequency responses of the transmit and receive chains at the user terminal. Calibration may be performed to obtain correction matrices used to account for differences in the frequency responses. With these correction matrices, the “calibrated” downlink channel response,  $\underline{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}(k)$ , observed by the user terminal is the transpose of the “calibrated” uplink channel response,  $\underline{\mathbf{H}}_{\text{cup}}(k)$ , observed by the access point, i.e.,  $\underline{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}(k) = \underline{\mathbf{H}}_{\text{cup}}^T(k)$ , for  $k \in K$ . For simplicity, the following description assumes that the downlink and uplink channel responses are calibrated and reciprocal of one another.

[1064] On the downlink, a MIMO pilot may be transmitted by the access point (e.g., in BCH segment 610) and used by the user terminal to obtain an estimate of the calibrated downlink channel response,  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cdn}}(k)$ , for  $k \in K$ . The user terminal may estimate the calibrated uplink channel response as  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cup}}(k) = \hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cdn}}^T(k)$ . The user terminal may perform singular value decomposition of  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cup}}(k)$ , for each subband  $k$ , as follows:

$$\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cup}}(k) = \hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}(k) \hat{\underline{\Sigma}}(k) \hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}^H(k) \quad , \text{ for } k \in K, \quad \text{Eq (1)}$$

where  $\hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}(k)$  is an  $(N_{\text{ap}} \times N_{\text{ap}})$  unitary matrix of left eigenvectors of  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cup}}(k)$ ;

$\hat{\underline{\Sigma}}(k)$  is an  $(N_{\text{ap}} \times N_{\text{ut}})$  diagonal matrix of singular values of  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cup}}(k)$ ;

$\hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}(k)$  is an  $(N_{\text{ut}} \times N_{\text{ut}})$  unitary matrix of right eigenvectors of  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cup}}(k)$ ;

$\underline{\mathbf{A}}^H$  is the conjugate transpose of  $\underline{\mathbf{A}}$ ;

$N_{\text{ap}}$  is the number of antennas at the access point; and

$N_{\text{ut}}$  is the number of antennas at the user terminal.

[1065] Similarly, the singular value decomposition of  $\hat{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{cdn}}(k)$  may be expressed as:

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}(k) = \hat{\mathbf{V}}_{\text{ut}}^*(k) \hat{\mathbf{\Sigma}}(k) \hat{\mathbf{U}}_{\text{ap}}^T(k) \quad , \text{ for } k \in K \quad , \quad \text{Eq (2)}$$

where  $\hat{\mathbf{V}}_{\text{ut}}^*(k)$  and  $\hat{\mathbf{U}}_{\text{ap}}^*(k)$  are unitary matrices of left and right eigenvectors, respectively, of  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}(k)$  and “\*” denotes the complex conjugate. Singular value decomposition is described by Gilbert Strang in a book entitled “Linear Algebra and Its Applications,” Second Edition, Academic Press, 1980.

[1066] As shown in equations (1) and (2), the matrices of left and right eigenvectors for one link are the complex conjugate of the matrices of right and left eigenvectors, respectively, for the other link. The matrices  $\hat{\mathbf{U}}_{\text{ap}}(k)$  and  $\hat{\mathbf{V}}_{\text{ut}}(k)$  may be used by the access point and the user terminal, respectively, for spatial processing and are denoted as such by their subscripts. The matrix  $\hat{\mathbf{\Sigma}}(k)$  includes singular value estimates that represent the gains for the spatial channels (or eigenmodes) of the channel response matrix  $\mathbf{H}(k)$  for each subband  $k$ .

[1067] Singular value decomposition may be performed independently for the channel response matrix  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cup}}(k)$  for each subband  $k$  to determine the  $N_s$  eigenmodes of that subband. The singular value estimates for each diagonal matrix  $\hat{\mathbf{\Sigma}}(k)$  may be ordered such that  $\{\hat{\sigma}_1(k) \geq \hat{\sigma}_2(k) \geq \dots \geq \hat{\sigma}_{N_s}(k)\}$ , where  $\hat{\sigma}_1(k)$  is the largest singular value estimate and  $\hat{\sigma}_{N_s}(k)$  is the smallest singular value estimate for subband  $k$ . When the singular value estimates for each diagonal matrix  $\hat{\mathbf{\Sigma}}(k)$  are ordered, the eigenvectors (or columns) of the associated matrices  $\hat{\mathbf{U}}(k)$  and  $\hat{\mathbf{V}}(k)$  are also ordered correspondingly. A “wideband eigenmode” may be defined as the set of same-order eigenmodes of all subbands after the ordering. Thus, the  $m$ -th wideband eigenmode includes the  $m$ -th eigenmodes of all subbands. The “principal” wideband eigenmode is the one associated with the largest singular value estimate in the matrix  $\hat{\mathbf{\Sigma}}(k)$  for each of the subbands.  $N_s$  parallel channels may be formed by the  $N_s$  wideband eigenmodes.

[1068] The user terminal may transmit a steered reference on the uplink (e.g., in RCH segment 640 or RACH segment 650 in FIG. 6). The uplink steered reference for wideband eigenmode  $m$  may be expressed as:

$$\mathbf{x}_{\text{up, sr}, m}(k) = \hat{\mathbf{V}}_{\text{ut}, m}(k) p(k) \quad , \text{ for } k \in K \quad , \quad \text{Eq (3)}$$

where  $\underline{\mathbf{x}}_{\text{up},\text{sr},m}(k)$  is a vector of  $N_{\text{ut}}$  symbols sent from  $N_{\text{ut}}$  user terminal antennas for subband  $k$  of wideband eigenmode  $m$  for the steered reference;

$\hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},m}(k)$  is the  $m$ -th column of the matrix  $\hat{\mathbf{V}}_{\text{ut}}(k)$  for subband  $k$ , where

$$\hat{\mathbf{V}}_{\text{ut}}(k) = [\hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},1}(k) \ \hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},2}(k) \ \dots \ \hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},N_{\text{ut}}}(k)] ; \text{ and}$$

$p(k)$  is the pilot symbol sent on subband  $k$ .

The steered reference for all  $N_S$  wideband eigenmodes may be transmitted in  $N_S$  OFDM symbol periods, or fewer than  $N_S$  OFDM symbol periods using subband multiplexing. The steered reference for each wideband eigenmode may also be transmitted over multiple OFDM symbol periods.

[1069] The received uplink steered reference at the access point may be expressed as:

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{r}}_{\text{up},\text{sr},m}(k) &= \underline{\mathbf{H}}_{\text{cup}}(k) \hat{\mathbf{v}}_{\text{ut},m}(k) p(k) + \underline{\mathbf{n}}_{\text{up}}(k) \\ &\approx \hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},m}(k) \hat{\sigma}_m(k) p(k) + \underline{\mathbf{n}}_{\text{up}}(k) \end{aligned} \quad , \text{ for } k \in K, \quad \text{Eq (4)}$$

where  $\underline{\mathbf{r}}_{\text{up},\text{sr},m}(k)$  is a vector of  $N_{\text{ap}}$  symbols received on  $N_{\text{ap}}$  access point antennas for subband  $k$  of wideband eigenmode  $m$  for the steered reference;

$\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},m}(k)$  is the  $m$ -th column of the matrix  $\hat{\mathbf{U}}_{\text{ap}}(k)$  for subband  $k$ , where

$$\hat{\mathbf{U}}_{\text{ap}}(k) = [\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},1}(k) \ \hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},2}(k) \ \dots \ \hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},N_{\text{ap}}}(k)] ;$$

$\hat{\sigma}_m(k)$  is the singular value estimate for subband  $k$  of wideband eigenmode  $m$ ,

i.e., the  $m$ -th diagonal element of the matrix  $\hat{\Sigma}(k)$ ; and

$\underline{\mathbf{n}}_{\text{up}}(k)$  is additive white Gaussian noise (AWGN) for subband  $k$  on the uplink.

[1070] As shown in equation (4), at the access point, the received steered reference (in the absence of noise) is approximately  $\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},m}(k) \hat{\sigma}_m(k) p(k)$ . The access point can thus obtain estimates of both  $\hat{\mathbf{u}}_{\text{ap},m}(k)$  and  $\hat{\sigma}_m(k)$  for each subband  $k$  based on the received steered reference for that subband. The estimate of  $\hat{\sigma}_m(k)$  for subband  $k$  of wideband eigenmode  $m$ ,  $\hat{\hat{\sigma}}_m(k)$ , may be expressed as:

$$\hat{\hat{\sigma}}_m(k) = \|\underline{\mathbf{r}}_{\text{up},\text{sr},m}(k)\|^2 = \sum_{i=1}^{N_{\text{ap}}} |r_{\text{up},\text{sr},m,i}(k)|^2, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M, \quad \text{Eq (5)}$$

where  $\|\underline{\mathbf{a}}\|$  denotes the 2-norm of  $\underline{\mathbf{a}}$ ;

$r_{\text{up},\text{sr},m,i}(k)$  is the  $i$ -th element of the vector  $\underline{\mathbf{r}}_{\text{up},\text{sr},m}(k)$ ; and

$M$  represents the set of all wideband eigenmodes of interest, e.g.,  $M = \{1, \dots, N_s\}$ .

[1071] The estimate of  $\hat{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap},m}(k)$  for subband  $k$  of wideband eigenmode  $m$ ,  $\hat{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap},m}(k)$ , may be expressed as:

$$\hat{\hat{\underline{\mathbf{u}}}}_{\text{ap},m}(k) = \underline{\mathbf{r}}_{\text{up},\text{sr},m}(k) / \hat{\hat{\sigma}}_m(k), \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M. \quad \text{Eq (6)}$$

The double hat for  $\hat{\hat{\underline{\mathbf{u}}}}_{\text{ap},m}(k)$  and  $\hat{\hat{\sigma}}_m(k)$  indicates that these are estimates of estimates, i.e., estimates obtained by the access point for the estimates  $\hat{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap},m}(k)$  and  $\hat{\sigma}_m(k)$  obtained by the user terminal. If the steered reference for each wideband eigenmode is transmitted over multiple OFDM symbol periods, then the access point can average the received steered reference for each wideband eigenmode to obtain more accurate estimates of  $\hat{\underline{\mathbf{u}}}_{\text{ap},m}(k)$  and  $\hat{\sigma}_m(k)$ .

[1072] Table 1 summarizes the spatial processing at the access point and the user terminal for data transmission and reception on multiple wideband eigenmodes.

Table 1

	Downlink	Uplink
Access Point	Transmit : $\underline{\mathbf{x}}_{\text{dn}}(k) = \hat{\hat{\underline{\mathbf{U}}}}_{\text{ap}}^*(k) \underline{\mathbf{s}}_{\text{dn}}(k)$	Receive : $\hat{\hat{\underline{\mathbf{s}}}}_{\text{up}}(k) = \hat{\hat{\underline{\Sigma}}}^{-1}(k) \hat{\hat{\underline{\mathbf{U}}}}_{\text{ap}}^H(k) \underline{\mathbf{r}}_{\text{up}}(k)$
User Terminal	Receive : $\hat{\hat{\underline{\mathbf{s}}}}_{\text{dn}}(k) = \hat{\hat{\underline{\Sigma}}}^{-1}(k) \hat{\hat{\underline{\mathbf{V}}}}_{\text{ut}}^T(k) \underline{\mathbf{r}}_{\text{dn}}(k)$	Transmit : $\underline{\mathbf{x}}_{\text{up}}(k) = \hat{\hat{\underline{\mathbf{V}}}}_{\text{ut}}(k) \underline{\mathbf{s}}_{\text{up}}(k)$

In Table 1,  $\underline{\mathbf{s}}(k)$  is a “data” vector of modulation symbols (obtained from the symbol mapping at the transmitter),  $\underline{\mathbf{x}}(k)$  is a “transmit” vector of transmit symbols (obtained after spatial processing at the transmitter),  $\underline{\mathbf{r}}(k)$  is a “received” vector of received symbols (obtained after OFDM processing at the receiver), and  $\hat{\hat{\underline{\mathbf{s}}}}(k)$  is an estimate of

the vector  $\underline{s}(k)$  (obtained after spatial processing at the receiver), where all of the vectors are for subband  $k$ . The subscripts “dn” and “up” for these vectors denote downlink and uplink, respectively. In Table 1,  $\underline{\Sigma}^{-1}(k)$  is a diagonal matrix defined as  $\underline{\Sigma}^{-1}(k) = \text{diag} (1/\sigma_1(k) \ 1/\sigma_2(k) \dots 1/\sigma_{N_s}(k))$ .

[1073] The steered reference may be transmitted for one wideband eigenmode at a time by the user terminal or may be transmitted for multiple wideband eigenmodes simultaneously using an orthogonal basis (e.g., Walsh codes). The steered reference for each wideband eigenmode may be used by the access point to obtain  $\hat{\underline{u}}_{\text{ap},m}(k)$ , for  $k \in K$ , for that wideband eigenmode. If the  $N_s$  vectors  $\hat{\underline{u}}_{\text{ap},m}(k)$  of the matrix  $\hat{\underline{U}}_{\text{ap}}(k)$  are obtained individually (and over different OFDM symbol periods) for the  $N_s$  eigenmodes of each subband, then, due to noise and other sources of degradation in the wireless link, the  $N_s$  vectors  $\hat{\underline{u}}_{\text{ap},m}(k)$  of the matrix  $\hat{\underline{U}}_{\text{ap}}(k)$  for each subband  $k$  are not likely to be orthogonal to one another. In this case, the  $N_s$  vectors of the matrix  $\hat{\underline{U}}_{\text{ap}}(k)$  for each subband  $k$  may be orthogonalized using QR factorization, polar decomposition, or some other techniques.

[1074] At the access point, a received SNR estimate for subband  $k$  of wideband eigenmode  $m$ ,  $\gamma_{\text{ap},m}(k)$ , may be expressed as:

$$\gamma_{\text{ap},m}(k) = \frac{P_{\text{up},m}(k) \cdot \hat{\sigma}_m^2(k)}{N_{0,\text{ap}}} , \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M , \quad \text{Eq (7)}$$

where  $P_{\text{up},m}(k)$  is the transmit power used by the user terminal for subband  $k$  of wideband eigenmode  $m$  on the uplink; and  $N_{0,\text{ap}}$  is the noise floor at the access point.

[1075] At the user terminal, a received SNR estimate for subband  $k$  of wideband eigenmode  $m$ ,  $\gamma_{\text{ut},m}(k)$ , may be expressed as:

$$\gamma_{\text{ut},m}(k) = \frac{P_{\text{dn},m}(k) \cdot \hat{\sigma}_m^2(k)}{N_{0,\text{ut}}} , \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M , \quad \text{Eq (8)}$$

where  $P_{\text{dn},m}(k)$  is the transmit power used by the access point for subband  $k$  of wideband eigenmode  $m$  on the downlink; and

$N_{0,\text{ut}}$  is the noise floor at the user terminal.

As shown in equations (7) and (8), the received SNR for each subband of each wideband eigenmode,  $\gamma_m(k)$ , is dependent on the channel gain (which is  $\hat{\sigma}_m(k)$  or  $\hat{\hat{\sigma}}_m(k)$ ), the receiver noise floor  $N_0$ , and the transmit power  $P_m(k)$ . The received SNR may be different for different subbands and eigenmodes.

[1076] FIG. 7 shows a flow diagram of a process 700 for transmitting multiple data streams on multiple wideband eigenmodes on the downlink and uplink in the exemplary TDD MIMO-OFDM system. Process 700 assumes that calibration has already been performed and that the downlink and uplink channel responses are transpose of one another, i.e.,  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cup}}(k) \approx \hat{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}^T(k)$ . For process 700, channel estimation is performed in block 710, transmission mode selection is performed in block 730, and data transmission/reception is performed in block 760.

[1077] For channel estimation, the access point transmits a MIMO pilot on the downlink (e.g., on the BCH) (step 712). The user terminal receives and processes the MIMO pilot to obtain an estimate of the calibrated downlink channel response,  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}(k)$ , for  $k \in K$  (step 714). The user terminal then estimates the calibrated uplink channel response as  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cup}}(k) = \hat{\mathbf{H}}_{\text{cdn}}^T(k)$  and performs singular value decomposition (SVD) of  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{cup}}(k)$  to obtain the matrices  $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$  and  $\hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}(k)$ , for  $k \in K$ , as shown in equation (1) (step 716). The user terminal then transmits an uplink steered reference (e.g., on the RACH or the RCH) using the matrices  $\hat{\underline{\mathbf{V}}}_{\text{ut}}(k)$ , for  $k \in K$ , as shown in equation (3) (step 718). The access point receives and processes the uplink steered reference to obtain the matrices  $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$  and  $\hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}(k)$ , for  $k \in K$ , as described above (step 720).

[1078] For downlink data transmission, the user terminal selects a transmission mode (with the highest supported data rate) for each wideband eigenmode on the downlink based on the diagonal matrix  $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$ , the noise floor  $N_{0,\text{ut}}$  at the user terminal, and downlink outer loop information (e.g., SNR offsets and/or transmission mode adjustments for the downlink) (step 740). The transmission mode selection is described



below. The user terminal then sends feedback information, which includes the  $N_S$  transmission modes selected by the user terminal for the downlink and may further include the noise floor  $N_{0,ut}$  at the user terminal (step 742). (The steered reference transmitted in step 718 may also be viewed as feedback information sent by the user terminal.)

[1079] For uplink data transmission, the access point selects  $N_S$  transmission modes for the  $N_S$  wideband eigenmodes on the uplink based on the diagonal matrix  $\hat{\underline{\Sigma}}(k)$ , the noise floor  $N_{0,ap}$  at the access point, and uplink outer loop information (e.g., SNR offsets and/or transmission mode adjustments for the uplink) (step 750). The access point further selects the  $N_S$  transmission modes for the  $N_S$  wideband eigenmodes on the downlink based on the feedback information received from the user terminal (step 752). The access point then sends the selected transmission modes for both the downlink and uplink (e.g., on the FCCH) (step 754). The user terminal receives the selected transmission modes for both links (step 756).

[1080] For downlink data transmission, the access point (1) codes and modulates the data for each downlink wideband eigenmode in accordance with the transmission mode selected for that wideband eigenmode, (2) spatially processes the data vector  $\underline{s}_{dn}(k)$  with the matrix  $\hat{\underline{U}}_{ap}^*(k)$ , as shown in Table 1, to obtain the transmit vector  $\underline{x}_{dn}(k)$ , for  $k \in K$ , and (3) transmits the vector  $\underline{x}_{dn}(k)$  on the downlink (step 762). The user terminal (1) receives the downlink transmission, (2) performs matched filtering on the received vector  $\underline{r}_{dn}(k)$  with  $\hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k)\hat{\underline{V}}_{ut}^T(k)$ , as also shown in Table 1, to obtain the vector  $\hat{\underline{s}}_{dn}(k)$ , for  $k \in K$ , and (3) demodulates and decodes the recovered symbols in accordance with the transmission mode selected for each downlink wideband eigenmode (step 764).

[1081] For uplink data transmission, the user terminal (1) codes and modulates the data for each uplink wideband eigenmode in accordance with the transmission mode selected for that wideband eigenmode, (2) spatially processes the data vector  $\underline{s}_{up}(k)$  with the matrix  $\hat{\underline{V}}_{ut}(k)$  to obtain the transmit vector  $\underline{x}_{up}(k)$ , for  $k \in K$ , and (3) transmits the vector  $\underline{x}_{up}(k)$  on the uplink (step 772). The access point (1) receives the uplink transmission, (2) performs matched filtering on the received vector  $\underline{r}_{up}(k)$  with

$\hat{\underline{\Sigma}}^{-1}(k)\hat{\underline{\mathbf{U}}}_{\text{ap}}^H(k)$  to obtain the vector  $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{\text{up}}(k)$ , and (3) demodulates and decodes the recovered symbols in accordance with the transmission mode selected for each uplink wideband eigenmode (step 774). For simplicity, the closed-loop operation and the transmission mode adjustment by the outer loop are not shown in FIG. 7.

[1082] FIG. 7 shows a specific embodiment of a process that may be used for downlink and uplink data transmission in the exemplary TDD MIMO-OFDM system. Other processes may also be implemented whereby the channel estimation, transmission mode selection, and/or data transmission/reception may be performed in some other manners.

## 2. Transmission Mode Selection

[1083] FIG. 8 shows a flow diagram of a process 800 for selecting  $N_S$  transmission modes for the  $N_S$  wideband eigenmodes. Process 800 may be used for steps 740 and 750 in FIG. 7. Initially, the total transmit power,  $P_{\text{total}}$ , available at the transmitter for data transmission is distributed to the  $N_S$  wideband eigenmodes based on a power distribution scheme (step 812). The transmit power  $P_m$  allocated to each wideband eigenmode is then distributed to the  $N_F$  subbands of that wideband eigenmode based on the same or a different power distribution scheme (step 814). The power distribution across the  $N_S$  wideband eigenmodes and the power distribution across the  $N_F$  subbands of each wideband eigenmode may be performed as described below.

[1084] An operating SNR for each wideband eigenmode,  $\gamma_{\text{op},m}$ , is computed based on (1) the allocated transmit powers  $P_m(k)$  and the channel gains  $\sigma_m(k)$  for the subbands of that wideband eigenmode, (2) the noise floor  $N_0$  at the receiver, and (3) the SNR offset for that wideband eigenmode (step 816). The computation of the operating SNR is described below. A suitable transmission mode  $q_m$  is then selected for each wideband eigenmode based on the operating SNR for that wideband eigenmode and a look-up table (step 818). Excess power for each wideband eigenmode is determined, and the total excess power for all wideband eigenmodes is redistributed to one or more wideband eigenmodes to improve performance (step 820). The transmission mode for each wideband eigenmode may be adjusted (e.g., to the next lower data rate) if directed by outer loop information (step 822). Each of the steps in FIG. 8 is described in detail below.

### A. Power Distribution Across Wideband Eigenmodes

[1085] For step 812 in FIG. 8, the total transmit power,  $P_{\text{total}}$ , may be distributed to the  $N_S$  wideband eigenmodes using various schemes. Some of these power distribution schemes are described below.

[1086] In a uniform power distribution scheme, the total transmit power,  $P_{\text{total}}$ , is distributed uniformly across the  $N_S$  wideband eigenmodes such that they are all allocated equal power. The transmit power  $P_m$  allocated to each wideband eigenmode  $m$  may be expressed as:

$$P_m = \frac{P_{\text{total}}}{N_S} , \text{ for } m \in M . \quad \text{Eq (9)}$$

[1087] In a water-filling power distribution scheme, the total transmit power,  $P_{\text{total}}$ , is distributed to the  $N_S$  wideband eigenmodes based on a “water-filling” or “water-pouring” procedure. The water-filling procedure distributes the total transmit power,  $P_{\text{total}}$ , across the  $N_S$  wideband eigenmodes such that the overall spectral efficiency is maximized. Water-filling is described by Robert G. Gallager in “Information Theory and Reliable Communication,” John Wiley and Sons, 1968. The water-filling for the  $N_S$  wideband eigenmodes may be performed in various manners, some of which are described below.

[1088] In a first embodiment, the total transmit power,  $P_{\text{total}}$ , is initially distributed to the  $N_S N_F$  subbands/eigenmodes using water-filling and based on their received SNRs,  $\gamma_m(k)$ , for  $k \in K$  and  $m \in M$ . The received SNR,  $\gamma_m(k)$ , may be computed as shown in equation (7) or (8) with the assumption of  $P_{\text{total}}$  being uniformly distributed across the  $N_S N_F$  subbands/eigenmodes. The result of this power distribution is an initial transmit power,  $P'_m(k)$ , for each subband/eigenmode. The transmit power  $P_m$  allocated to each wideband eigenmode is then obtained by summing the initial transmit powers,  $P'_m(k)$ , allocated to the  $N_F$  subbands of that wideband eigenmode, as follows:

$$P_m = \sum_{k=1}^{N_F} P'_m(k) , \text{ for } m \in M . \quad \text{Eq (10)}$$

[1089] In a second embodiment, the total transmit power,  $P_{\text{total}}$ , is distributed to the  $N_S$  wideband eigenmodes based on the average SNRs computed for these wideband eigenmodes. Initially, the average SNR,  $\gamma_{\text{avg},m}$ , is computed for each wideband eigenmode  $m$  based on the received SNRs for the  $N_F$  subbands of that wideband eigenmode, as follows:

$$\gamma_{\text{avg},m} = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \gamma_m(k) , \quad \text{Eq (11)}$$

where  $\gamma_m(k)$  is computed as described above for the first embodiment. Water-filling is then performed to distribute the total transmit power,  $P_{\text{total}}$ , across the  $N_S$  wideband eigenmodes based on their average SNRs,  $\gamma_{\text{avg},m}$ , for  $m \in M$ .

[1090] In a third embodiment, the total transmit power,  $P_{\text{total}}$ , is distributed to the  $N_S$  wideband eigenmodes based on the average SNRs for these wideband eigenmodes after channel inversion is applied for each wideband eigenmode. For this embodiment, the total transmit power,  $P_{\text{total}}$ , is first distributed uniformly to the  $N_S$  wideband eigenmodes. Channel inversion is then performed (as described below) independently for each wideband eigenmode to determine an initial power allocation,  $P_m''(k)$ , for each subband of that wideband eigenmode. After the channel inversion, the received SNR is the same across all subbands of each wideband eigenmode. The average SNR for each wideband eigenmode is then equal to the received SNR for any one of the subbands of that wideband eigenmode. The received SNR,  $\gamma_m''(k)$ , for one subband of each wideband eigenmode can be determined based on the initial power allocation,  $P_m''(k)$ , as shown in equation (7) or (8). The total transmit power,  $P_{\text{total}}$ , is then distributed to the  $N_S$  wideband eigenmodes using water-filling and based on their average SNRs,  $\gamma_{\text{avg},m}''$ , for  $m \in M$ .

[1091] Other schemes may also be used to distribute the total transmit power to the  $N_S$  wideband eigenmodes, and this is within the scope of the invention.

### **B. Power Allocation Across Subbands in Each Wideband Eigenmode**

[1092] For step 814 in FIG. 8, the transmit power allocated to each wideband eigenmode,  $P_m$ , may be distributed to the  $N_F$  subbands of that wideband eigenmode using various schemes. Some of these power distribution schemes are described below.

[1093] In a uniform power distribution scheme, the transmit power for each wideband eigenmode,  $P_m$ , is distributed uniformly across the  $N_F$  subbands such that they are all allocated equal power. The transmit power  $P_m(k)$  allocated to each subband may be expressed as:

$$P_m(k) = \frac{P_m}{N_F}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M. \quad \text{Eq (12)}$$

For the uniform power distribution scheme, the received SNRs for the  $N_F$  subbands of each wideband eigenmode are likely to vary across the subbands.

[1094] In a channel inversion scheme, the transmit power for each wideband eigenmode,  $P_m$ , is distributed non-uniformly across the  $N_F$  subbands such that they achieve similar received SNRs at the receiver. In the following description,  $\sigma_m(k)$  denotes the estimated channel gain, which is equal to  $\hat{\sigma}_m(k)$  for the downlink and  $\hat{\hat{\sigma}}_m(k)$  for the uplink. For the channel inversion scheme, a normalization  $b_m$  is initially computed for each wideband eigenmode, as follows:

$$b_m = \frac{1}{\sum_{k=1}^{N_F} [1/\sigma_m^2(k)]}, \text{ for } m \in M. \quad \text{Eq (13)}$$

The transmit power  $P_m(k)$  allocated to each subband of each wideband eigenmode may then be computed as:

$$P_m(k) = \frac{b_m \cdot P_m}{\sigma_m^2(k)}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M. \quad \text{Eq (14)}$$

A transmit weight,  $W_m(k)$ , may be computed for each subband of each wideband eigenmode, as follows:

$$W_m(k) = \sqrt{P_m(k)}, \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M. \quad \text{Eq (15)}$$

The transmit weights are used to scale modulation symbols at the transmitter. For the channel inversion scheme, all  $N_F$  subbands are used for each wideband eigenmode and the received SNRs for the subbands are approximately equal.

[1095] In a selective channel inversion scheme, the transmit power for each wideband eigenmode,  $P_m$ , is distributed non-uniformly across selected ones of the  $N_F$  subbands such that the selected subbands achieve similar received SNRs at the receiver. The selected subbands are those with channel gains equal to or greater than a gain threshold. For this scheme, an average power gain,  $g_m$ , is initially computed for each wideband eigenmode, as follows:

$$g_m = \frac{1}{N_F} \sum_{k=1}^{N_F} \sigma_m^2(k) \quad , \quad \text{for } m \in M . \quad \text{Eq (16)}$$

A normalization  $\tilde{b}_m$  is then computed for each wideband eigenmode, as follows:

$$\tilde{b}_m = \frac{1}{\sum_{\sigma_m^2(k) > \beta_m g_m} [1 / \sigma_m^2(k)]} \quad , \quad \text{for } m \in M , \quad \text{Eq (17)}$$

where  $\beta_m g_m$  is the gain threshold and  $\beta_m$  is a scaling factor, which may be selected to maximize the overall throughput or based on some other criterion. The transmit power allocated to each subband of each wideband eigenmode,  $P_m(k)$ , may be expressed as:

$$P_m(k) = \begin{cases} \frac{\tilde{b}_m \cdot P_m}{\sigma_m^2(k)} , & \text{if } \sigma_m^2(k) \geq \beta_m g_m \\ 0 , & \text{otherwise} \end{cases} \quad , \quad \text{for } k \in K \text{ and } m \in M . \quad \text{Eq (18)}$$

For the selective channel inversion scheme,  $N_F$  or fewer subbands may be selected for use for each wideband eigenmode and the received SNRs for the selected subbands are approximately equal.

[1096] Other schemes may also be used to distribute the transmit power  $P_m$  across the  $N_F$  subbands of each wideband eigenmode, and this is within the scope of the invention.

### C. Transmission Mode Selection for Each Wideband Eigenmode

[1097] For step 816 in FIG. 8, an operating SNR is computed for each wideband eigenmode. The operating SNR indicates the transmission capability of the wideband eigenmode. Various methods may be used for step 816, depending on whether the received SNRs are similar or vary across the subbands of each wideband eigenmode. In the following description, SNRs are given in units of decibels (dB).

[1098] If channel inversion or selective channel inversion is performed, then the received SNRs for the subbands of each wideband eigenmode,  $\gamma_m(k)$  for  $k \in K$ , are similar. The received SNR for subband  $k$  of wideband eigenmode  $m$ ,  $\gamma_m(k)$ , may be computed as:

$$\gamma_m(k) = 10 \log_{10} \left( \frac{P_m(k) \cdot \sigma_m^2(k)}{N_0} \right), \text{ for } k \in K \text{ and } m \in M. \text{ (dB)} \quad \text{Eq (19)}$$

The operating SNR for each wideband eigenmode,  $\gamma_{op,m}$ , is equal to the received SNR for any one of the subbands of that wideband eigenmode minus the SNR offset for that wideband eigenmode, as follows:

$$\gamma_{op,m} = \gamma_m(k) - \gamma_{os,m}, \quad \text{for any } k \text{ and } m \in M, \text{ (dB)} \quad \text{Eq (20)}$$

where  $\gamma_m(k)$ ,  $\gamma_{os,m}$ , and  $\gamma_{op,m}$  are all given in units of dB in equations (19) and (20).

[1099] If the transmit power  $P_m$  for each wideband eigenmode is uniformly distributed across the subbands, then the received SNRs for the subbands of each wideband eigenmode are likely to vary. In this case, the operating SNR for each wideband eigenmode,  $\gamma_{op,m}$ , may be computed as:

$$\gamma_{op,m} = \gamma_{avg,m} - \gamma_{bo,m} - \gamma_{os,m}, \quad \text{(dB)} \quad \text{Eq (21)}$$

where  $\gamma_{avg,m}$  is an average of the received SNRs for the  $N_F$  subbands of wideband eigenmode  $m$ ; and

$\gamma_{bo,m}$  is a back-off factor that accounts for variation in the received SNRs, which may be a function of the variance of the received SNRs.

[1100] For step 818 in FIG. 8, a suitable transmission mode is selected for each wideband eigenmode based on the operating SNR for that wideband eigenmode. The system may be designed to support a set of transmission modes. The transmission mode having index 0 is for a null data rate (i.e., no data transmission). Each supported transmission mode is associated with a particular minimum SNR required to achieve the desired level of performance (e.g., 1% PER). Table 2 lists an exemplary set of 14 transmission modes supported by the system, which are identified by transmission mode indices 0 through 13. Each transmission mode is associated with a particular spectral efficiency, a particular code rate, a particular modulation scheme, and the minimum SNR required to achieve 1% PER for a non-fading, AWGN channel. The spectral efficiency refers to the data rate (i.e., the information bit rate) normalized by the system bandwidth, and is given in units of bits per second per Hertz (bps/Hz). The spectral efficiency for each transmission mode is determined by the coding scheme and the modulation scheme for that transmission mode. The code rate and modulation scheme for each transmission mode in Table 2 are specific to the exemplary system design.

Table 2

Transmission Mode Index	Spectral Efficiency (bps/Hz)	Code Rate	Modulation Scheme	Required SNR (dB)
0	0.0	-	-	-
1	0.25	1/4	BPSK	-1.8
2	0.5	1/2	BPSK	1.2
3	1.0	1/2	QPSK	4.2
4	1.5	3/4	QPSK	6.8
5	2.0	1/2	16 QAM	10.1
6	2.5	5/8	16 QAM	11.7
7	3.0	3/4	16 QAM	13.2
8	3.5	7/12	64 QAM	16.2
9	4.0	2/3	64 QAM	17.4
10	4.5	3/4	64 QAM	18.8
11	5.0	5/6	64 QAM	20.0
12	6.0	3/4	256 QAM	24.2
13	7.0	7/8	256 QAM	26.3



[1101] For each supported transmission mode with a non-zero data rate, the required SNR is obtained based on the specific system design (i.e., the particular code rate, interleaving scheme, modulation scheme, and so on, used by the system for that transmission mode) and for an AWGN channel. The required SNR may be obtained by computer simulation, empirical measurements, and so on, as is known in the art. A look-up table may be used to store the set of supported transmission modes and their required SNRs.

[1102] The operating SNR for each wideband eigenmode,  $\gamma_{op,m}$ , may be provided to the look-up table, which then provides the transmission mode  $q_m$  for that wideband eigenmode. This transmission mode  $q_m$  is the supported transmission mode with the highest data rate and a required SNR,  $\gamma_{req,m}$ , that is less than or equal to the operating SNR (i.e.,  $\gamma_{req,m} \leq \gamma_{op,m}$ ). The look-up table thus selects the highest possible data rate for each wideband eigenmode based on the operating SNR for that wideband eigenmode.

#### **D. Reallocation of Transmit Power**

[1103] For step 820 in FIG. 8, the excess transmit power for each wideband eigenmode is determined and redistributed to improve performance. The following terms are used for the description below:

- Active wideband eigenmode - a wideband eigenmode with a non-zero data rate (i.e., a transmission mode having an index from 1 through 13 in Table 2);
- Saturated wideband eigenmode - a wideband eigenmode with the maximum data rate (i.e., transmission mode having index 13); and
- Unsaturated wideband eigenmode - an active wideband eigenmode with a non-zero data rate less than the maximum data rate (i.e., a transmission mode having an index from 1 through 12).

[1104] The operating SNR for a wideband eigenmode may be less than the smallest required SNR in the look-up table (i.e.,  $\gamma_{op,m} < -1.8$  dB for the transmission modes shown in Table 2). In this case, the wideband eigenmode may be shut off (i.e., not used) and the transmit power for this wideband eigenmode may be redistributed to other wideband eigenmodes.

[1105] The selected transmission mode  $q_m$  for each active wideband eigenmode is associated with a required SNR,  $\gamma_{\text{req},m}$ , that is equal to or lower than the operating SNR, i.e.,  $\gamma_{\text{req},m} \leq \gamma_{\text{op},m}$ . The minimum transmit power required for each active wideband eigenmode,  $P_{\text{req},m}$ , may be computed as:

$$P_{\text{req},m} = \frac{P_m \cdot \gamma_{\text{req},m}}{\gamma_{\text{op},m}}, \text{ for } m \in M. \quad \text{Eq (22)}$$

The required transmit power is equal to zero ( $P_{\text{req},m} = 0$ ) for each wideband eigenmode that is shut off (i.e., with transmission mode having index 0 in Table 2).

[1106] The excess power for each wideband eigenmode,  $P_{\text{excess},m}$ , is the amount of allocated power that is over the minimum power needed to achieve the required SNR (i.e.,  $P_{\text{excess},m} = P_m - P_{\text{req},m}$ ). The total excess power for all wideband eigenmodes,  $P_{\text{excess}}$ , may be computed as:

$$P_{\text{excess}} = \sum_{m=1}^{N_s} (P_m - P_{\text{req},m}). \quad \text{Eq (23)}$$

[1107] The total excess power,  $P_{\text{excess}}$ , may be redistributed in various manners. For example, the total excess power,  $P_{\text{excess}}$ , may be redistributed to one or more wideband eigenmodes such that higher overall throughput is achieved. In one embodiment, the total excess power,  $P_{\text{excess}}$ , is redistributed to one unsaturated wideband eigenmode at a time, starting with the best one having the highest data rate, to move the wideband eigenmode to the next higher data rate. In another embodiment, the total excess power,  $P_{\text{excess}}$ , is redistributed to the wideband eigenmode that can achieve the highest increase in data rate with the least amount of transmit power.

[1108] If all wideband eigenmodes are operated at the highest data rate, or if the remaining excess power cannot increase the data rate of any wideband eigenmode, then the remaining excess power may be redistributed to one, multiple, or all active wideband eigenmodes to improve the SNR margins for these wideband eigenmodes.

### **E. Transmission Mode Adjustment**

[1109] For step 822 in FIG. 8, the transmission mode for each wideband eigenmode may be adjusted based on information from the outer loop. The selected transmission modes for the downlink and uplink wideband eigenmodes may be adjusted using the techniques described above for FIG. 2. For example, if excessive packet errors are received on a given wideband eigenmode, then the outer loop may provide a transmission mode adjustment for that wideband eigenmode. As another example, a running average of the received SNRs may be maintained for each wideband eigenmode and used to compute the SNR margin for that wideband eigenmode. If the SNR margin for a given wideband eigenmode is negative, then the transmission mode for the wideband eigenmode may be adjusted to the next lower data rate. If a packet is transmitted across multiple wideband eigenmodes, then the transmission mode for the wideband eigenmode with the worse SNR margin may be adjusted to the next lower data rate whenever packet errors are detected. In any case, a transmission mode adjustment may direct the selection of another transmission mode with a lower data rate than the one selected in step 818.

## **II. MIMO-OFDM System**

[1110] FIG. 9A shows a block diagram of an embodiment of an access point 510x and a user terminal 520x in the exemplary TDD MIMO-OFDM system. Access point 510x is one of access points 510 in FIG. 5, and user terminal 520x is one of user terminals 520. FIG. 9A shows the processing for downlink transmission. In this case, access point 510x is transmitter 110 in FIG. 1 and user terminal 520x is receiver 150.

[1111] For downlink transmission, at access point 510x, traffic data is provided from a data source 912 to a TX data processor 920, which demultiplexes the traffic data into  $N_C$  data streams, where  $N_C > 1$ . Traffic data may come from multiple data sources (e.g., one data source for each higher layer application) and the demultiplexing may not be needed. For simplicity, only one data source 912 is shown in FIG. 9A. TX data processor 920 formats, codes, interleaves, modulates, and scales each data stream in accordance with the transmission mode selected for that data stream to provide a corresponding scaled modulation symbol stream. The data rate, coding, and modulation for each data stream may be determined by a data rate control, a coding control, and a

modulation control, respectively, provided by a controller 940. TX data processor 920 provides  $N_C$  scaled modulation symbol streams to a TX spatial processor 928.

[1112] TX spatial processor 928 processes the  $N_C$  scaled modulation symbol streams based on a selected transmission scheme, multiplexes in pilot symbols, and provides  $N_{ap}$  transmit symbol streams to  $N_{ap}$  transmitter units (TMTR) 930a through 930ap. The selected transmission scheme may be for transmit diversity, spatial multiplexing, or beam-steering. Transmit diversity entails transmitting data redundantly from multiple antennas and/or on multiple subbands to obtain diversity and improve reliability. A space-time transmit diversity (STTD) may be used for transmit diversity. Beam-steering entails transmitting data on a single (best) spatial channel at full power using the phase steering information for the principal eigenmode. Spatial multiplexing entails transmitting data on multiple spatial channels to achieve higher spectral efficiency. The spatial processing for spatial multiplexing is shown in Table 1. Each transmitter unit 930 performs OFDM processing on its transmit symbol stream to provide a corresponding OFDM symbol stream, which is further processed to generate a modulated signal. The  $N_{ap}$  modulated signals from transmitter units 930a through 930ap are then transmitted via  $N_{ap}$  antennas 932a through 932ap, respectively.

[1113] At user terminal 520x, the  $N_{ap}$  transmitted signals are received by each of  $N_{ut}$  antennas 952a through 952ut, and the received signal from each antenna is provided to an associated receiver unit (RCVR) 954. Each receiver unit 954 conditions and digitizes its received signal to provide a stream of samples, which is further processed to provide a corresponding stream of received symbols. Receiver units 954a through 954ut provide  $N_{ut}$  received symbol streams to an RX spatial processor 962, which performs spatial processing based on the selected transmission scheme (e.g., as shown in Table 1 for spatial multiplexing). RX spatial processor 962 provides  $N_C$  recovered symbol streams, which are estimates of the  $N_C$  modulation symbol streams transmitted by access point 510x. An RX data processor 964 then demodulates, deinterleaves, and decodes each recovered symbol stream in accordance with the selected transmission mode to provide corresponding decoded data streams, which are estimates of the data streams transmitted by access point 510x. The processing by RX spatial processor 962 and RX data processor 964 is complementary to that performed by TX spatial processor 928 and TX data processor 920, respectively, at access point 510x.

[1114] A channel estimator 974 obtains estimates of one or more channel characteristics of the downlink and provides channel estimates to a controller 970. The channel estimates may be for channel gains, noise floor  $N_{0,ut}$ , and so on. RX data processor 964 may provide the status of each received data packet. Based on the various types of information received from channel estimator 974 and RX data processor 964, controller 970 determines a transmission mode for each of the multiple parallel channels on the downlink using the techniques described above. Each parallel channel may correspond to a wideband eigenmode (as described above) or some other combination of subbands and eigenmodes. Controller 970 provides feedback information, which may include the  $N_C$  selected transmission modes for the downlink, the channel estimates, the terminal noise floor, ACKs and/or NAKs for the receive data packets, and so on, or any combination thereof. The feedback information is processed by a TX data processor 978 and a TX spatial processor 980, multiplexed with a steered reference, conditioned by transmitter units 954a through 954ut, and transmitted via antennas 952a through 952ut to access point 510x.

[1115] At access point 510x, the  $N_{ut}$  transmitted signals from user terminal 520x are received by antennas 932a through 932ap, conditioned by receiver units 930a through 930ap, and processed by an RX spatial processor 934 and an RX data processor 936 to recover the feedback information sent by user terminal 520x. The feedback information is then provided to controller 940 and used to control the processing of the  $N_C$  data streams sent to user terminal 520x. For example, the data rate, coding, and modulation of each downlink data stream may be determined based on the transmission mode selected by user terminal 520x. The received ACK/NAK may be used to initiate either a full retransmission or an incremental transmission of each data packet received in error by user terminal 520x. For an incremental transmission, a small portion of a data packet received in error is transmitted to allow user terminal 520x to recover the packet.

[1116] A channel estimator 944 obtains channel gain estimates based on the received steered reference. The channel gain estimates are provided to controller 940 and used (possibly along with the user terminal noise floor  $N_{0,ut}$  estimate) to derive transmit weights for the downlink. Controller 940 provides the data rate controls to data source 912 and TX data processor 920. Controller 940 further provides the coding and modulation controls and the transmit weights to TX data processor 920. The channel

estimation and transmission mode selection for downlink transmission may be performed as described above.

[1117] Controllers 940 and 970 direct the operation at access point 510x and user terminal 520x, respectively. Memory units 942 and 972 provide storage for program codes and data used by controllers 940 and 970, respectively.

[1118] **FIG. 9B** shows access point 510x and user terminal 520x for uplink transmission. In this case, user terminal 520x is transmitter 110 in FIG. 1 and access point 510x is receiver 150. The channel estimation and transmission mode selection for uplink transmission may be performed as described above. The data processing at access point 510x and user terminal 520x for uplink transmission may be performed in a manner similar to that described above for downlink transmission. The spatial processing at access point 510x and user terminal 520x for uplink transmission may be performed as shown in Table 1.

#### **A. Transmitter and Receiver Subsystems**

[1119] For clarity, the processing at access point 510x and user terminal 520x for downlink transmission is described in further detail below.

[1120] **FIG. 10** shows a block diagram of a transmitter subsystem 1000, which is an embodiment of the transmitter portion of access point 510x. For this embodiment, TX data processor 920 includes a demultiplexer (Demux) 1010,  $N_C$  encoders 1012a through 1012s,  $N_C$  channel interleavers 1014a through 1014s,  $N_C$  symbol mapping units 1016a through 1016s, and  $N_C$  signal scaling units 1018a through 1018s (i.e., one set of encoder, channel interleaver, symbol mapping unit, and signal scaling unit for each of the  $N_C$  data streams). Demultiplexer 1010 demultiplexes the traffic data (i.e., the information bits) into  $N_C$  data streams, where each data stream is provided at the data rate indicated by the data rate control. Demultiplexer 1010 may be omitted if traffic data is already provided as  $N_C$  data streams.

[1121] Each encoder 1012 receives and codes a respective data stream based on the selected coding scheme (as indicated by the coding control) to provide code bits. Each data stream may carry one or more data packets, and each data packet is typically coded separately to obtain a coded data packet. The coding increases the reliability of the data transmission. The selected coding scheme may include any combination of CRC coding, convolutional coding, turbo coding, block coding, and so on. The code bits from each encoder 1012 are provided to a respective channel interleaver 1014, which

interleaves the code bits based on a particular interleaving scheme. If the interleaving is dependent on transmission mode, then controller 940 provides an interleaving control (as indicated by the dashed line) to channel interleaver 1014. The interleaving provides time, frequency, and/or spatial diversity for the code bits.

[1122] The interleaved bits from each channel interleaver 1014 are provided to a respective symbol mapping unit 1016, which maps the interleaved bits based on the selected modulation scheme (as indicated by the modulation control) to provide modulation symbols. Unit 1016 groups each set of  $B$  interleaved bits to form a  $B$ -bit binary value, where  $B \geq 1$ , and further maps each  $B$ -bit value to a specific modulation symbol based on the selected modulation scheme (e.g., QPSK, M-PSK, or M-QAM, where  $M = 2^B$ ). Each modulation symbol is a complex value in a signal constellation defined by the selected modulation scheme. The modulation symbols from each symbol mapping unit 1016 are then provided to a respective signal scaling unit 1018, which scales the modulation symbols with the transmit weights,  $W_m(k)$  for  $k \in K$ , to achieve channel inversion and power distribution. Signal scaling units 1018a through 1018s provide  $N_C$  scaled modulation symbol streams.

[1123] Each data stream is transmitted on a respective parallel channel that may include any number and any combination of subbands, transmit antennas, and spatial channels. For example, one data stream may be transmitted on all usable subbands of each wideband eigenmode, as described above. TX spatial processor 928 performs the required spatial processing, if any, on the  $N_C$  scaled modulation symbol streams and provides  $N_{ap}$  transmit symbol streams. The spatial processing may be performed as shown in Table 1.

[1124] For a transmission scheme whereby one data stream is transmitted on all subbands of each wideband eigenmode (for a full-CSI MIMO system, as described above),  $N_S$  sets of encoder 1012, channel interleaver 1014, symbol mapping unit 1016, and signal scaling unit 1018 may be used to process  $N_S$  data streams (where  $N_C = N_S = N_{ap} \leq N_{ut}$  for a full rank channel response matrix) to provide  $N_{ap}$  scaled modulation symbol streams. TX spatial processor 928 then performs spatial processing on the  $N_{ap}$  scaled modulation symbol streams, as shown in Table 1, to provide the  $N_{ap}$  transmit symbol streams.

[1125] For a transmission scheme whereby one data stream is transmitted on all subbands of each transmit antenna (for a partial-CSI MIMO system),  $N_{ap}$  sets of encoder

1012, channel interleaver 1014, symbol mapping unit 1016, and signal scaling unit 1018 may be used to process  $N_{ap}$  data streams (where  $N_C = N_{ap}$ ) to provide  $N_{ap}$  scaled modulation symbol streams. TX spatial processor 928 then simply passes each scaled modulation symbol stream as a transmit symbol stream. Since spatial processing is not performed for this transmission scheme, each transmit symbol is a modulation symbol.

[1126] In general, TX spatial processor 928 performs the appropriate demultiplexing and/or spatial processing of the scaled modulation symbols to obtain transmit symbols for the parallel channel used for each data stream. TX spatial processor 928 further multiplexes pilot symbols with the transmit symbols, e.g., using time division multiplex (TDM) or code division multiplex (CDM). The pilot symbols may be sent in all or a subset of the subbands/eigenmodes used to transmit traffic data. TX spatial processor 928 provides  $N_{ap}$  transmit symbol streams to  $N_{ap}$  transmitter units 930a through 930ap.

[1127] Each transmitter unit 930 performs OFDM processing on a respective transmit symbol stream and provides a corresponding modulated signal. The OFDM processing typically includes (1) transforming each set of  $N_F$  transmit symbols to the time domain using an  $N_F$ -point inverse fast Fourier transform (IFFT) to obtain a "transformed" symbol that contains  $N_F$  samples and (2) repeating a portion of each transformed symbol to obtain an OFDM symbol that contains  $N_F + N_{cp}$  samples. The repeated portion is referred to as the cyclic prefix, and  $N_{cp}$  indicates the number of samples being repeated. The OFDM symbols are further processed (e.g., converted to one or more analog signals, amplified, filtered, and frequency upconverted) by transmitter unit 930 to generate the modulated signal. Other designs for transmitter subsystem 1000 may also be implemented and are within the scope of the invention.

[1128] Controller 940 may perform various functions related to closed-loop rate control for the downlink and uplink (e.g., transmission mode selection for the uplink and transmit weight computation for the downlink). For uplink transmission, controller 940 may perform process 800 in FIG. 8 and selects a transmission mode for each of the multiple parallel channels on the uplink. Within controller 940, a power allocation unit 1042 distributes the total transmit power,  $P_{\text{total, up}}$ , to the multiple parallel channels (e.g., based on the channel gain estimates  $\hat{\sigma}_m(k)$  and the noise floor estimate  $N_{0,ap}$  for the access point). A channel inversion unit 1044 performs channel inversion for each



parallel channel. A transmission mode (TM) selector 1046 selects a suitable transmission mode for each parallel channel. Memory unit 942 may store a look-up table 1048 for supported transmission modes and their required SNRs (e.g., as shown in Table 2). For downlink transmission, controller 940 may also perform process 800 in FIG. 8 to determine the transmit power for each subband of each wideband eigenmode and computes the transmit weights used for scaling modulation symbols prior to transmission on the downlink.

[1129] FIG. 11 shows a block diagram of a receiver subsystem 1100, which is an embodiment of the receiver portion of user terminal 520x. The  $N_{ap}$  transmitted signals from access point 510x are received by antennas 952a through 952ut, and the received signal from each antenna is provided to a respective receiver unit 954. Each receiver unit 954 conditions and digitizes its received signal to obtain a stream of samples, and further performs OFDM processing on the samples. The OFDM processing at the receiver typically includes (1) removing the cyclic prefix in each received OFDM symbol to obtain a received transformed symbol and (2) transforming each received transformed symbol to the frequency domain using a fast Fourier transform (FFT) to obtain a set of  $N_F$  received symbols for the  $N_F$  subbands. The received symbols are estimates of the transmit symbols sent by access point 510x. Receiver units 954a through 954ut provide  $N_{ut}$  received symbol streams to RX spatial processor 962.

[1130] RX spatial processor 962 performs spatial or space-time processing on the  $N_{ut}$  received symbol streams to provide  $N_C$  recovered symbol streams. RX spatial processor 962 may implement a linear zero-forcing (ZF) equalizer (which is also referred to as a channel correlation matrix inversion (CCMI) equalizer), a minimum mean square error (MMSE) equalizer, an MMSE linear equalizer (MMSE-LE), a decision feedback equalizer (DFE), or some other equalizer.

[1131] RX data processor 964 receives the  $N_C$  recovered symbol streams from RX spatial processor 962. Each recovered symbol stream is provided to a respective symbol demapping unit 1132, which demodulates the recovered symbols in accordance with the modulation scheme used for that stream, as indicated by a demodulation control provided by controller 970. The demodulated data stream from each symbol demapping unit 1132 is de-interleaved by an associated channel de-interleaver 1134 in a manner complementary to that performed at access point 510x for that data stream. If the interleaving is dependent on transmission mode, then controller 970 provides a

deinterleaving control to channel de-interleaver 1134, as indicated by the dashed line. The de-interleaved data from each channel de-interleaver 1134 is decoded by an associated decoder 1136 in a manner complementary to that performed at access point 510x, as indicated by a decoding control provided by controller 970. For example, a turbo decoder or a Viterbi decoder may be used for decoder 1136 if turbo or convolutional coding, respectively, is performed at access point 510x. Decoder 1136 may also provide the status of each received data packet (e.g., indicating whether the packet was received correctly or in error). Decoder 1136 may further store demodulated data for packets decoded in error, so that this data may be combined with additional data from a subsequent incremental transmission and decoded.

[1132] In the embodiment shown in FIG. 11, channel estimator 974 estimates the channel response and the noise floor at user terminal 520x (e.g., based on the received pilot symbols) and provides the channel estimates to controller 970. Controller 970 performs various functions related to closed-loop rate control for both the downlink and uplink (e.g., transmission mode selection for the downlink and transmit weight computation for the uplink). For downlink transmission, controller 970 may perform process 800 in FIG. 8. Within controller 970, a power allocation unit 1172 distributes the total transmit power,  $P_{\text{total, dn}}$ , to the multiple parallel channels (e.g., based on the channel gain estimates  $\hat{\sigma}_m(k)$  and the noise floor  $N_{0, \text{ut}}$  estimate for the user terminal). A channel inversion unit 1174 performs channel inversion for each of the multiple parallel channels. A transmission mode (TM) selector 1176 selects a suitable transmission mode for each parallel channel. Memory unit 972 may store a look-up table 1178 for supported transmission modes and their required SNRs (e.g., as shown in Table 2). Controller 970 provides  $N_C$  selected transmission modes for the  $N_C$  parallel channels on the downlink, which may be part of the feedback information sent to access point 510x. For uplink transmission, controller 970 may also perform process 800 in FIG. 8 to determine the transmit power for each subband of each wideband eigenmode and computes the transmit weights used for scaling modulation symbols prior to transmission on the uplink.

[1133] For clarity, transmitter subsystem 1000 has been described for access point 510x and receiver subsystem 1100 has been described for user terminal 520x. Transmitter subsystem 1000 may also be used for the transmitter portion of user

terminal 520x, and receiver subsystem 1100 may also be used for the receiver portion of access point 510x.

### **B. Downlink and Uplink Rate Control**

[1134] FIG. 12A shows a process for performing closed-loop rate control for the downlink based on the frame structure shown in FIG. 6. A BCH PDU is transmitted in the first segment of each TDD frame (see FIG. 6) and includes the MIMO pilot that can be used by the user terminal to estimate and track the downlink. A steered reference may also be sent in the preamble of an FCH PDU sent to the user terminal. The user terminal estimates the downlink based on the MIMO pilot and/or the steered reference and selects a suitable transmission mode (with the highest supported data rate) for each downlink wideband eigenmode (i.e., each parallel channel). The user terminal then sends these transmission modes as “proposed” transmission modes for the downlink in an RCH PDU sent to the access point.

[1135] The access point receives the proposed transmission modes from the user terminal and schedules data transmission on the downlink in subsequent TDD frame(s). The access point selects the transmission modes for the downlink, which may be the ones received from the user terminal or some other transmission modes (with lower data rates), depending on system loading and other factors. The access point sends assignment information for the user terminal (which includes the transmission modes selected by the access point for downlink transmission) on the FCCH. The access point then transmits data on the FCH to the user terminal using the selected transmission modes. The user terminal receives the assignment information and obtains the transmission modes selected by the access point. The user terminal then processes the downlink transmission in accordance with the selected transmission mode. For the embodiment shown in FIG. 12A, the delay between the channel estimation and transmission mode selection by the user terminal and the use of these transmission modes for downlink transmission is typically one TDD frame, but may be different depending on applications, system configurations, and other factors.

[1136] FIG. 12B shows a process for performing closed-loop rate control for the uplink based on the frame structure shown in FIG. 6. The user terminal transmits a steered reference on the RACH during system access and on the RCH upon being assigned FCH/RCH resources (see FIG. 6). The access point estimates the uplink based on the received steered reference and selects a suitable transmission mode for each

uplink wideband eigenmode. The access point sends assignment information for the user terminal (which includes the transmission modes selected for uplink transmission) on the FCCH. The user terminal transmits data on the RCH to the access point using the selected transmission modes. The access point processes the uplink transmission in accordance with the selected transmission modes.

[1137] The closed-loop rate control techniques described herein may be implemented by various means. For example, these techniques may be implemented in hardware, software, or a combination thereof. For a hardware implementation, the elements used for closed-loop rate control at the transmitter and the receiver (e.g., controllers 940 and 970) may be implemented within one or more application specific integrated circuits (ASICs), digital signal processors (DSPs), digital signal processing devices (DSPDs), programmable logic devices (PLDs), field programmable gate arrays (FPGAs), processors, controllers, micro-controllers, microprocessors, other electronic units designed to perform the functions described herein, or a combination thereof.

[1138] For a software implementation, portions of the closed-loop rate control may be implemented with modules (e.g., procedures, functions, and so on) that perform the functions described herein. The software codes may be stored in a memory unit (e.g., memory unit 942 or 972 in FIGS. 9A and 9B) and executed by a processor (e.g., controller 940 or 970). The memory unit may be implemented within the processor or external to the processor, in which case it can be communicatively coupled to the processor via various means as is known in the art.

[1139] Headings are included herein for reference and to aid in locating certain sections. These headings are not intended to limit the scope of the concepts described therein under, and these concepts may have applicability in other sections throughout the entire specification.

[1140] The previous description of the disclosed embodiments is provided to enable any person skilled in the art to make or use the present invention. Various modifications to these embodiments will be readily apparent to those skilled in the art, and the generic principles defined herein may be applied to other embodiments without departing from the spirit or scope of the invention. Thus, the present invention is not intended to be limited to the embodiments shown herein but is to be accorded the widest scope consistent with the principles and novel features disclosed herein.

**WHAT IS CLAIMED IS:**

## CLAIMS

1. A method of transmitting data on a plurality of parallel channels in a wireless communication system, comprising:

obtaining channel estimates for each of the plurality of parallel channels;

selecting a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel; and

sending the transmission mode for each of the plurality of parallel channels to a transmitting entity, wherein a data transmission on each of the plurality of parallel channels is processed at the transmitting entity in accordance with the transmission mode selected for the parallel channel.

2. The method of claim 1, further comprising:

receiving data transmissions on the plurality of parallel channels from the transmitting entity; and

processing the data transmissions in accordance with the transmission mode selected for each of the plurality of parallel channels to recover data sent on the parallel channel.

3. The method of claim 1, wherein the channel estimates for each of the plurality of parallel channels include at least one channel gain estimate and a noise floor estimate for the parallel channel.

4. The method of claim 1, wherein the selecting includes

determining a received signal-to-noise ratio (SNR) for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is selected based on the received SNR for the parallel channel.

5. The method of claim 4, wherein the selecting further includes determining an SNR offset for each of the plurality of parallel channels, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is further selected based on the SNR offset for the parallel channel.

6. The method of claim 5, wherein the selecting further includes determining an operating SNR for each of the plurality of parallel channels based on the received SNR and the SNR offset for the parallel channel, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is selected based on the operating SNR for the parallel channel.

7. The method of claim 6, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is further selected based on a set of required SNRs for a set of transmission modes supported by the system.

8. The method of claim 1, further comprising:  
estimating the quality of the data transmission received on each of the plurality of parallel channels, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is further selected based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

9. The method of claim 5, further comprising:  
adjusting the SNR offset for each of the plurality of parallel channels based on status of data packets received on the parallel channel.

10. The method of claim 5, further comprising:  
adjusting the SNR offset for each of the plurality of parallel channels based on at least one decoder metric maintained for the parallel channel.

11. The method of claim 1, further comprising:  
detecting for packet errors for each of the plurality of parallel channels; and

adjusting the transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the packet errors for the parallel channel.

12. The method of claim 4, further comprising:

determining an SNR margin for each of the plurality of parallel channels based on the received SNR and a required SNR for the parallel channel; and

adjusting the transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on SNR margins for the plurality of parallel channels.

13. The method of claim 6, further comprising:

distributing total transmit power to the plurality of parallel channels, and wherein the operating SNR for each of the plurality of parallel channels is further determined based on transmit power distributed to the parallel channel.

14. The method of claim 13, wherein the total transmit power is uniformly distributed to the plurality of parallel channels.

15. The method of claim 13, wherein the total transmit power is distributed to the plurality of parallel channels using a water-filling procedure.

16. The method of claim 13, further comprising:

determining excess power for each of the plurality of parallel channels based on the operating SNR for the parallel channel, a required SNR for the transmission mode selected for the parallel channel, and the transmit power distributed to the parallel channel;

accumulating the excess power for each of the plurality of parallel channels to obtain total excess power for the plurality of parallel channels; and

redistributing the total excess power to at least one of the plurality of parallel channels.

17. The method of claim 16, wherein the total excess power is redistributed evenly to unsaturated parallel channels among the plurality of parallel channels, where the unsaturated parallel channels have data rates greater than zero and less than a maximum data rate.

18. The method of claim 16, wherein the total excess power is redistributed to one parallel channel, selected from among the plurality of parallel channels, that can achieve a highest increase in data rate with the total excess power.

19. The method of claim 13, wherein each of the plurality of parallel channels includes a plurality of subbands, the method further comprising:

distributing the transmit power for each of the plurality of parallel channels across the plurality of subbands of the parallel channel to achieve similar received SNRs for the plurality of subbands.

20. The method of claim 13, wherein each of the plurality of parallel channels includes a plurality of subbands, the method further comprising:

distributing the transmit power for each of the plurality of parallel channels uniformly across the plurality of subbands of the parallel channel.

21. The method of claim 1, wherein the wireless communication system is an orthogonal frequency division multiplex (OFDM) communication system, and wherein the plurality of parallel channels are formed by a plurality of disjoint sets of subbands.

22. The method of claim 1, wherein the wireless communication system is a frequency division multiplex (FDM) communication system, and wherein the plurality of parallel channels are formed by a plurality of frequency subbands.

23. The method of claim 1, wherein the wireless communication system is a time division multiplex (TDM) communication system, and wherein the plurality of parallel channels are formed by a plurality of time slots.

24. The method of claim 1, wherein the wireless communication system is a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system, and wherein the plurality of parallel channels are formed by a plurality of spatial channels.

25. The method of claim 1, wherein the wireless communication system is a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system with orthogonal frequency division multiplex (OFDM).



26. The method of claim 25, wherein the plurality of parallel channels are formed by a plurality of wideband spatial channels, and wherein each of the plurality of parallel channels includes a plurality of subbands.

27. The method of claim 25, wherein the channel estimates for each of the plurality of parallel channels are obtained based on a pilot transmitted from each of a plurality of antennas by the transmitting entity.

28. The method of claim 25, wherein the channel estimates for each of the plurality of parallel channels are obtained based on a steered reference transmitted from a plurality of antennas by the transmitting entity.

29. An apparatus in a wireless communication system, comprising:  
means for obtaining channel estimates for each of a plurality of parallel channels;

means for selecting a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel; and

means for sending the transmission mode for each of the plurality of parallel channels to a transmitting entity, wherein a data transmission on each of the plurality of parallel channels is processed at the transmitting entity in accordance with the transmission mode selected for the parallel channel.

30. The apparatus of claim 29, further comprising:  
means for receiving data transmissions on the plurality of parallel channels from the transmitting entity; and

means for processing the received data transmissions in accordance with the transmission mode selected for each of the plurality of parallel channels to recover data sent on the parallel channel.

31. The apparatus of claim 29, wherein the means for selecting includes

means for determining a received signal-to-noise ratio (SNR) for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is selected based on the received SNR for the parallel channel.

32. The apparatus of claim 29, further comprising:

means for estimating the quality of the data transmission received on each of the plurality of parallel channels, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is further selected based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

33. An apparatus in a wireless communication system, comprising:

a channel estimator operative to obtain channel estimates for each of a plurality of parallel channels; and

a controller operative to select a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel, and wherein a data transmission on each of the plurality of parallel channels is processed at a transmitting entity in accordance with the transmission mode selected for the parallel channel.

34. The apparatus of claim 33, further comprising:

a receive (RX) data processor operative to receive data transmissions on the plurality of parallel channels and to process the received data transmissions in accordance with the transmission mode selected for each of the plurality of parallel channels to recover data sent on the parallel channel.

35. The apparatus of claim 33, wherein the controller is operative to determine a received signal-to-noise ratio (SNR) for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel and to select the transmission mode for each parallel channel based on the received SNR for the parallel channel.

36. The apparatus of claim 33, wherein the controller is operative to obtain an estimate of the quality of the data transmission received on each of the plurality of parallel channels and to adjust the transmission mode for each parallel channel based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

37. A method of transmitting data on a plurality of parallel channels in a wireless communication system, comprising:

- receiving feedback information from a receiving entity, wherein the feedback information is indicative of the quality of the plurality of parallel channels;

- determining a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the feedback information, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel;

- processing data for each of the plurality of parallel channels in accordance with the transmission mode for the parallel channel; and

- transmitting the processed data for each of the plurality of parallel channels on the parallel channel to the receiving entity.

38. The method of claim 37, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is selected by the receiving entity based on channel estimates obtained for the parallel channel, and wherein the feedback information includes a plurality of transmission modes selected by the receiving entity for the plurality of parallel channels.

39. The method of claim 37, further comprising:

- obtaining channel gain estimates for each of the plurality of parallel channels, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is determined based on the channel gain estimates for the parallel channel and a noise floor estimate for the parallel channel included in the feedback information from the receiving entity.

40. The method of claim 39, wherein the channel gain estimates for each of the plurality of parallel channels are obtained based on a steered reference received from the receiving entity.

41. The method of claim 37, further comprising:  
receiving an adjustment to the transmission mode for a first parallel channel among the plurality of parallel channels; and  
processing data for the first parallel channel in accordance with the adjustment to the transmission mode for the first parallel channel.

42. The method of claim 41, wherein the adjustment to the transmission mode for the first parallel channel is determined based on packet errors detected for the first parallel channel.

43. The method of claim 41, wherein the adjustment to the transmission mode for the first parallel channel is determined based on a received signal-to-noise ratio (SNR) and a required SNR for the first parallel channel.

44. The method of claim 37, further comprising:  
computing, for each of the plurality of parallel channels, a plurality of transmit weights for a plurality of subbands of the parallel channel, wherein the plurality of transmit weights achieve similar received signal-to-noise ratios (SNRs) for the plurality of subbands of the parallel channel; and

scaling the processed data for each of the plurality of parallel channels with the plurality of transmit weights for the parallel channel, and wherein the scaled and processed data for each of the plurality of parallel channels is transmitted on the parallel channel.

45. An apparatus in a wireless communication system, comprising:

means for receiving feedback information from a receiving entity, wherein the feedback information is indicative of the quality of the plurality of parallel channels;

means for determining a transmission mode for each of a plurality of parallel channels based on the feedback information, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel;

means for processing data for each of the plurality of parallel channels in accordance with the transmission mode for the parallel channel; and

means for transmitting the processed data for each of the plurality of parallel channels on the parallel channel.

46. The apparatus of claim 45, further comprising:

means for obtaining channel gain estimates for each of the plurality of parallel channels, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels is determined based on the channel gain estimates for the parallel channel and a noise floor estimate for the parallel channel included in the feedback information from the receiving entity.

47. The apparatus of claim 45, further comprising:

means for receiving an adjustment to the transmission mode for a first parallel channel among the plurality of parallel channels; and

means for processing data for the first parallel channel in accordance with the adjustment to the transmission mode for the first parallel channel

48. An apparatus in a wireless communication system, comprising:

a controller operative to determine a transmission mode for each of a plurality of parallel channels based on feedback information received from a receiving entity, wherein the feedback information is indicative of the quality of the plurality of parallel channels, and wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel;

a transmit (TX) data processor operative to process data for each of the plurality of parallel channels in accordance with the transmission mode for the parallel channel; and

at least one transmitter unit operative to transmit the processed data for each of the plurality of parallel channels on the parallel channel.

49. The apparatus of claim 48, wherein the controller is operative to obtain channel gain estimates for each of the plurality of parallel channels and to determine the transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the channel gain estimates for the parallel channel and a noise floor estimate for the parallel channel included in the feedback information from the receiving entity.

50. The apparatus of claim 48, wherein the controller is operative to obtain an adjustment to the transmission mode for a first parallel channel among the plurality of parallel channels, and wherein the TX data processor is operative to process data for the first parallel channel in accordance with the adjustment to the transmission mode for the first parallel channel.

51. A method of transmitting data on a plurality of parallel channels in a wireless communication system, comprising:

obtaining channel estimates for each of the plurality of parallel channels;

computing a received signal-to-noise ratio (SNR) for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel;

computing an operating SNR for each of the plurality of parallel channels based on the received SNR and an SNR offset for the parallel channel;

selecting a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the operating SNR for the parallel channel and a set of required SNRs for a set of transmission modes supported by the system, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel; and

processing data for each of the plurality of parallel channels in accordance with the transmission mode selected for the parallel channel.

52. The method of claim 51, further comprising:

estimating the quality of a data transmission received on each of the plurality of parallel channels; and

adjusting the SNR offset for each of the plurality of parallel channels based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

53. The method of claim 52, wherein the quality of the data transmission received on each of the plurality of parallel channels is estimated based on status of packets received on the parallel channel.

54. The method of claim 52, further comprising:

adjusting the transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

55. An apparatus in a wireless communication system, comprising:

means for obtaining channel estimates for each of a plurality of parallel channels;

means for computing a received signal-to-noise ratio (SNR) for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel;

means for computing an operating SNR for each of the plurality of parallel channels based on the received SNR and an SNR offset for the parallel channel;

means for selecting a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the operating SNR for the parallel channel and a set of required SNRs for a set of transmission modes supported by the system, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel; and

means for processing data for each of the plurality of parallel channels in accordance with the transmission mode selected for the parallel channel.

56. The apparatus of claim 55, further comprising:

means for estimating the quality of a data transmission received on each of the plurality of parallel channels; and

means for adjusting the SNR offset for each of the plurality of parallel channels based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

57. The method of claim 56, further comprising:

means for adjusting the transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

58. An apparatus in a wireless communication system, comprising:

a channel estimator operative to provide channel gain estimates for each of a plurality of parallel channels;

a selector operative to compute a received signal-to-noise ratio (SNR) for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel, compute an operating SNR for each of the plurality of parallel channels based on the received SNR and an SNR offset for the parallel channel, and select a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the operating SNR for the parallel channel and a set of required SNRs for a set of transmission modes supported by the system, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel; and

a data processor operative to process data for each of the plurality of parallel channels in accordance with the transmission mode selected for the parallel channel.

59. The apparatus of claim 58, wherein the selector is operative to receive an estimate of the quality of a data transmission received on each of the plurality of parallel channels and to adjust the SNR offset for each of the plurality of parallel channels based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

60. The method of claim 59, wherein the selector is further operative to adjust the transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.



61. A processor readable media for storing instructions operable to:

- obtain channel gain estimates for each of a plurality of parallel channels in a wireless communication system;
- compute a received signal-to-noise ratio (SNR) for each of the plurality of parallel channels based on the channel estimates for the parallel channel;
- compute an operating SNR for each of the plurality of parallel channels based on the received SNR and an SNR offset for the parallel channel; and
- select a transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the operating SNR for the parallel channel and a set of required SNRs for a set of transmission modes supported by the system, wherein the transmission mode for each of the plurality of parallel channels indicates a data rate for the parallel channel, and wherein data is sent on each of the plurality of parallel channels in accordance with the transmission mode selected for the parallel channel.

62. The processor readable media of claim 61 and further storing instructions operable to:

- adjust the SNR offset for each of the plurality of parallel channels based on an estimate of the quality of the data transmission received on the parallel channel.

63. The processor readable media of claim 62 and further storing instructions operable to:

- adjust the transmission mode for each of the plurality of parallel channels based on the estimated quality of the data transmission received on the parallel channel.

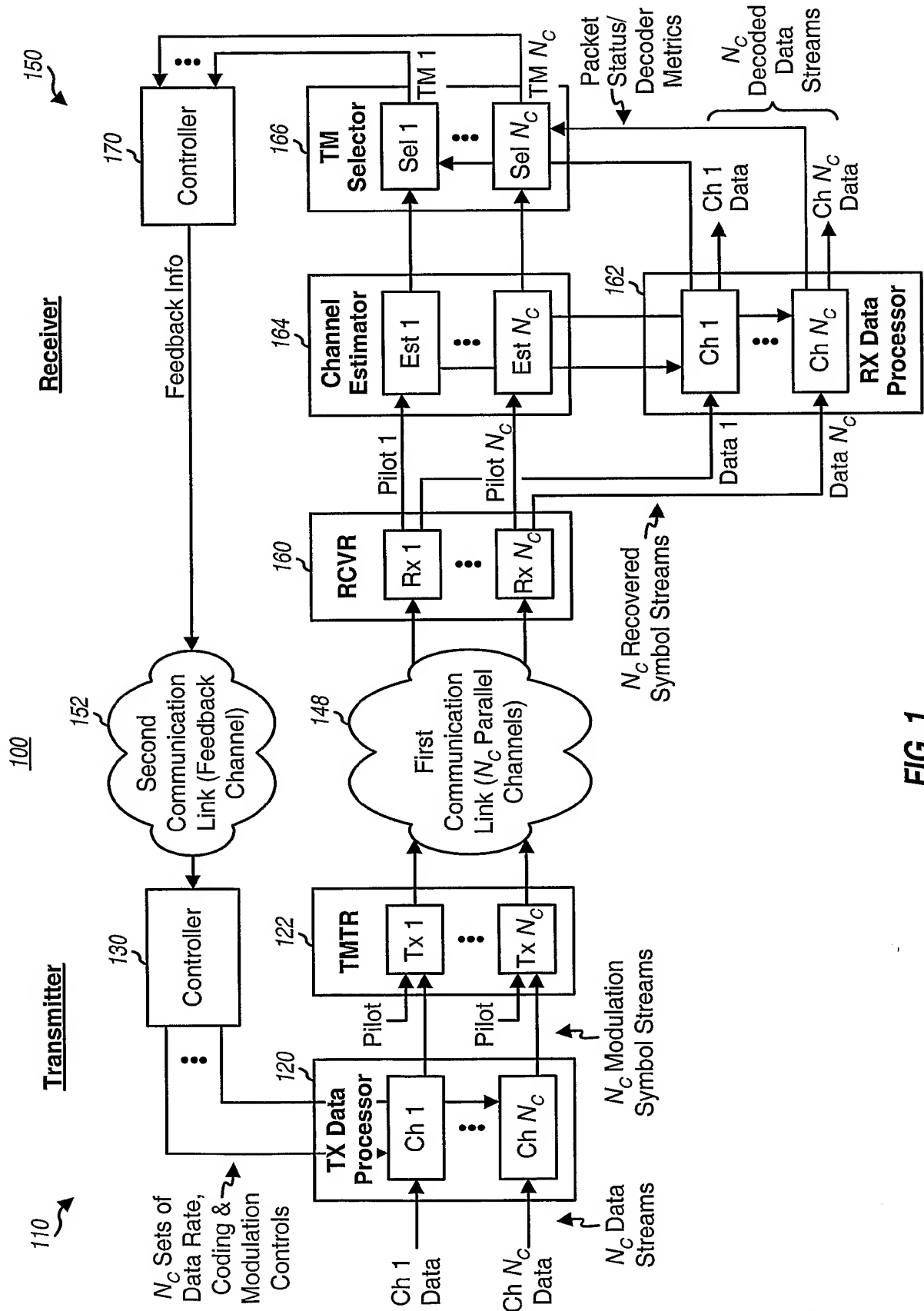


FIG. 1

2/12

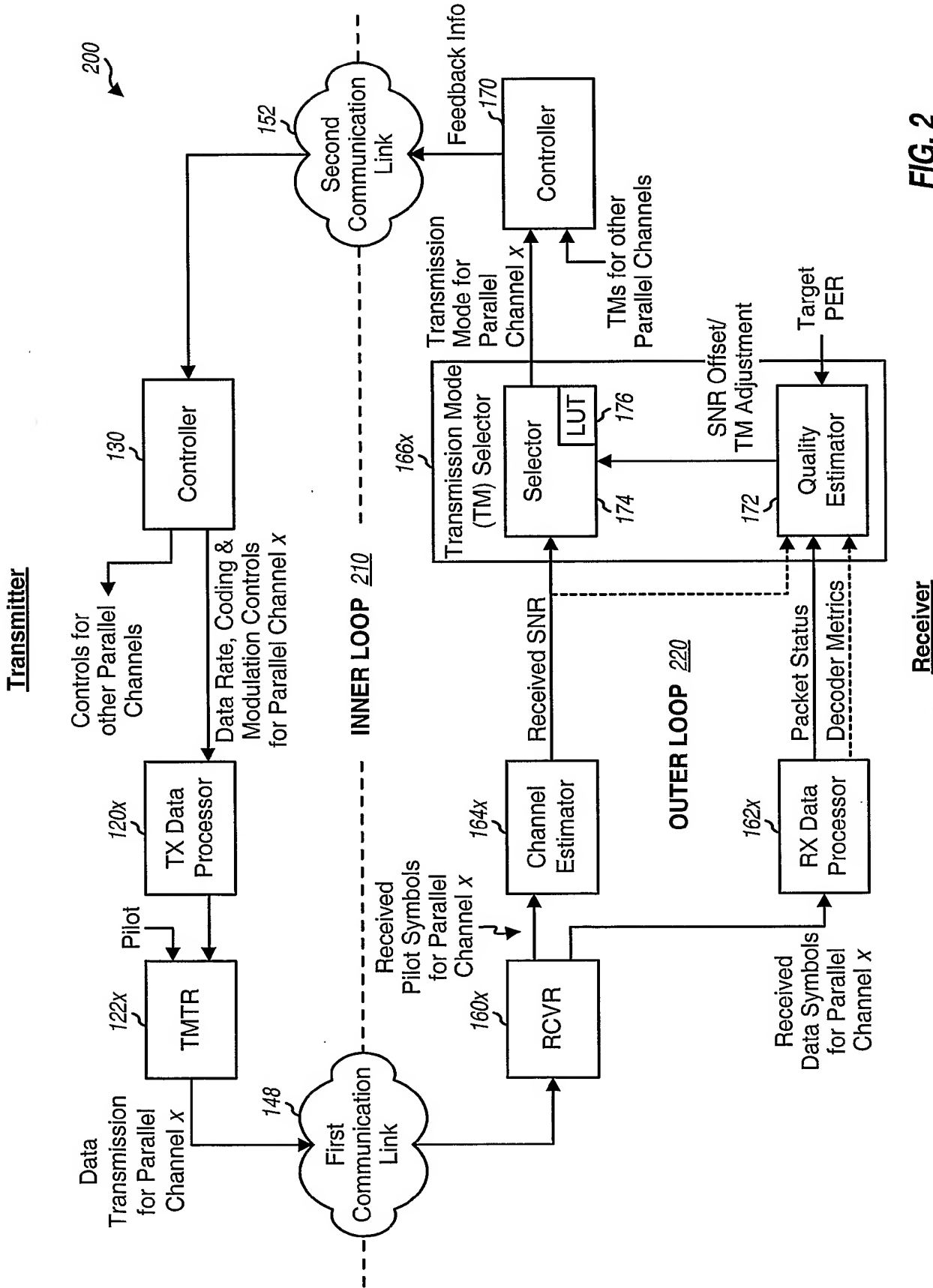


FIG. 2

3/12

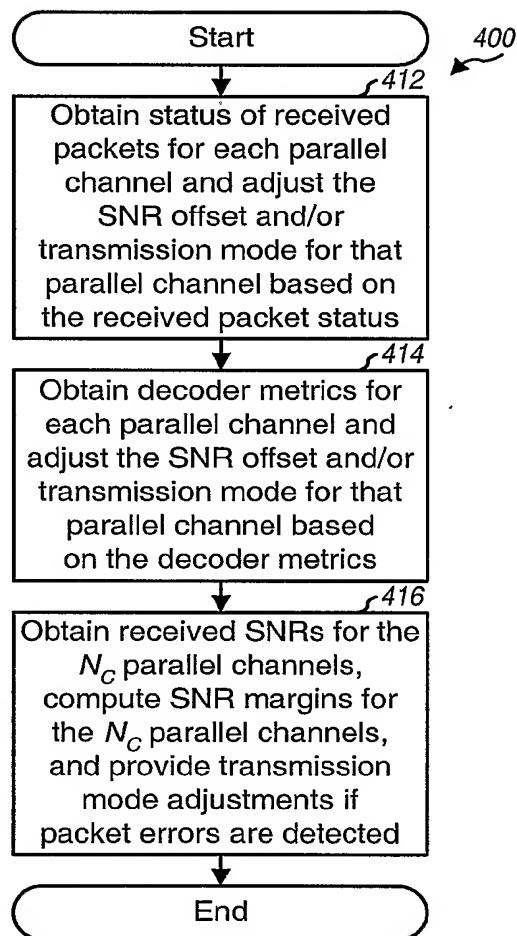
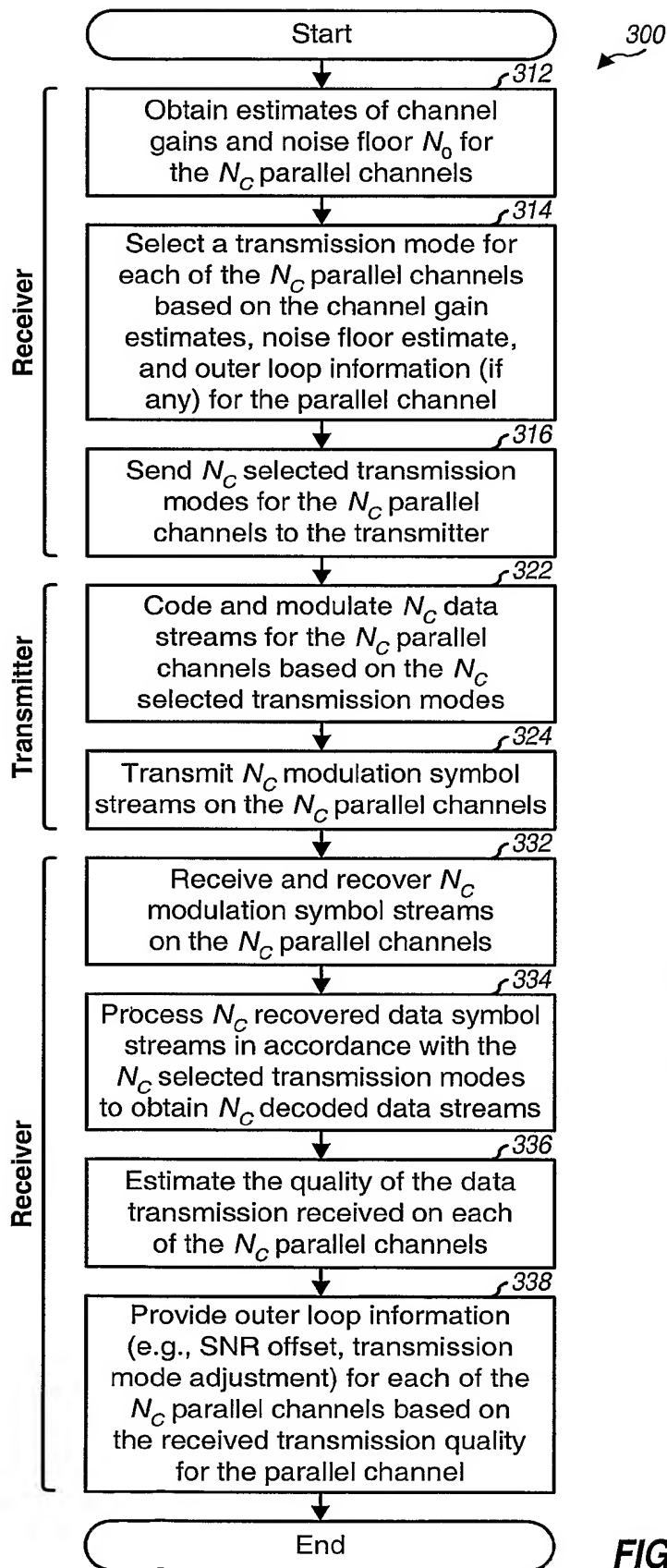


FIG. 4

FIG. 3

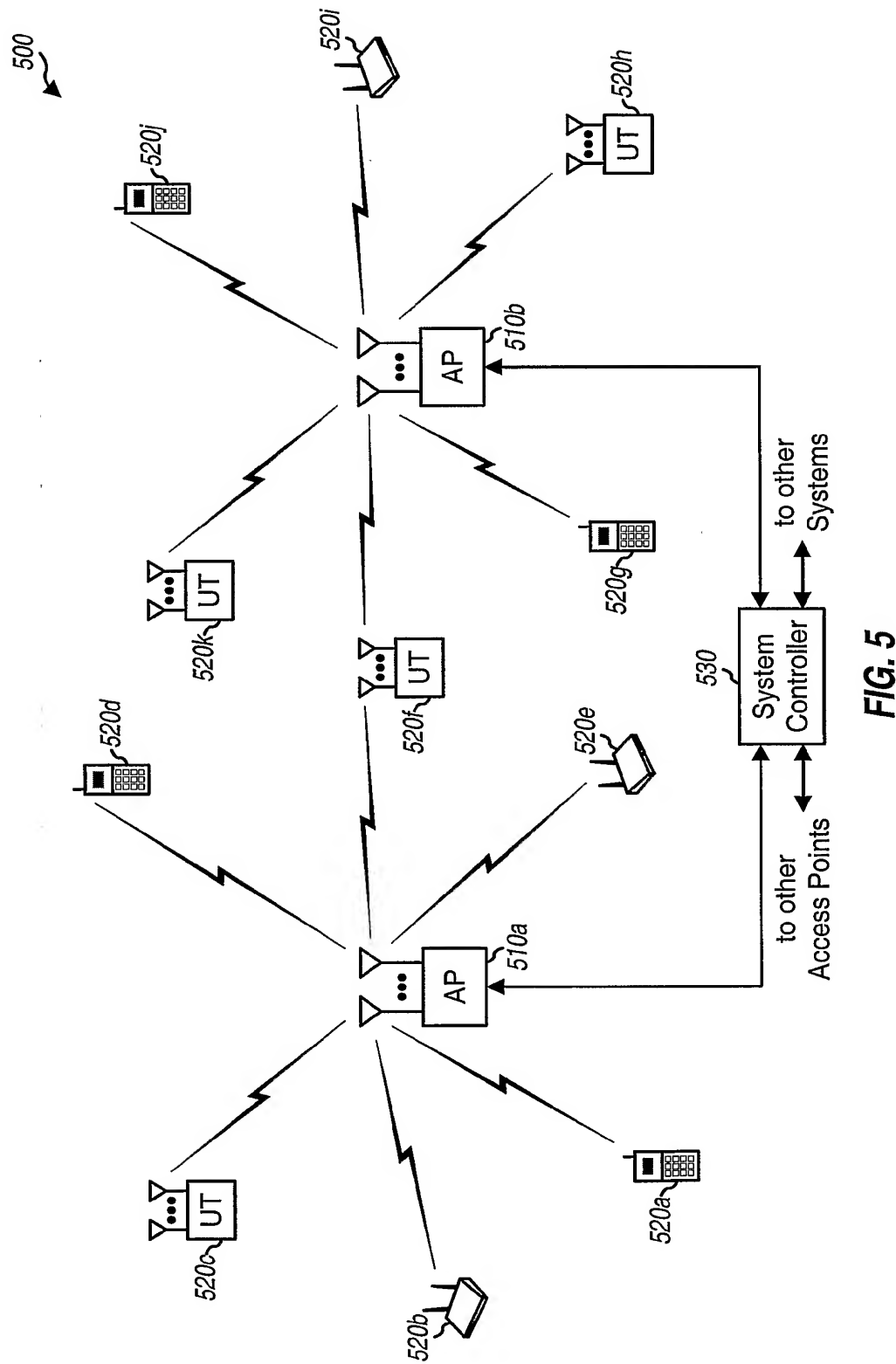


FIG. 5

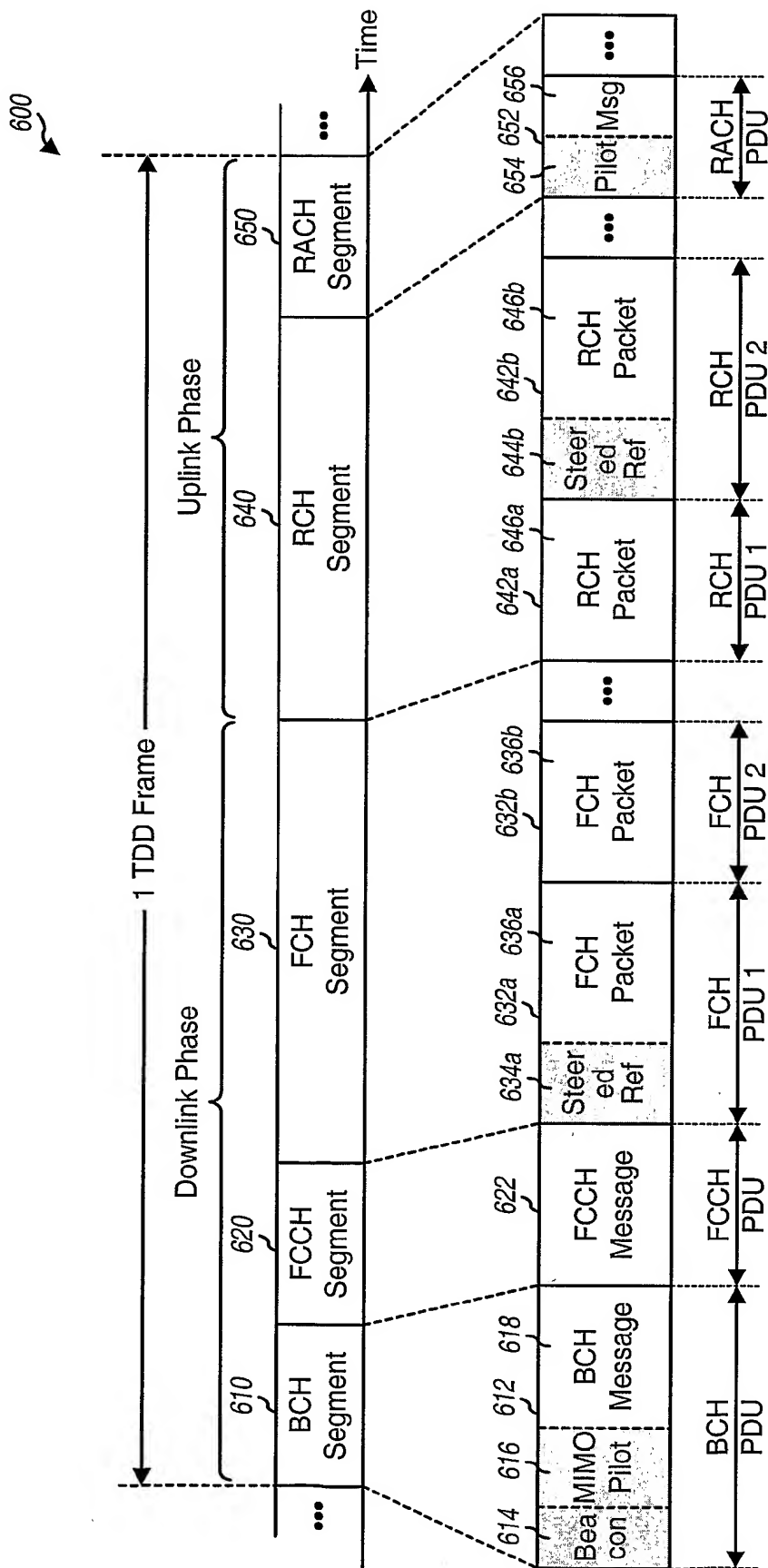


FIG. 6

6/12

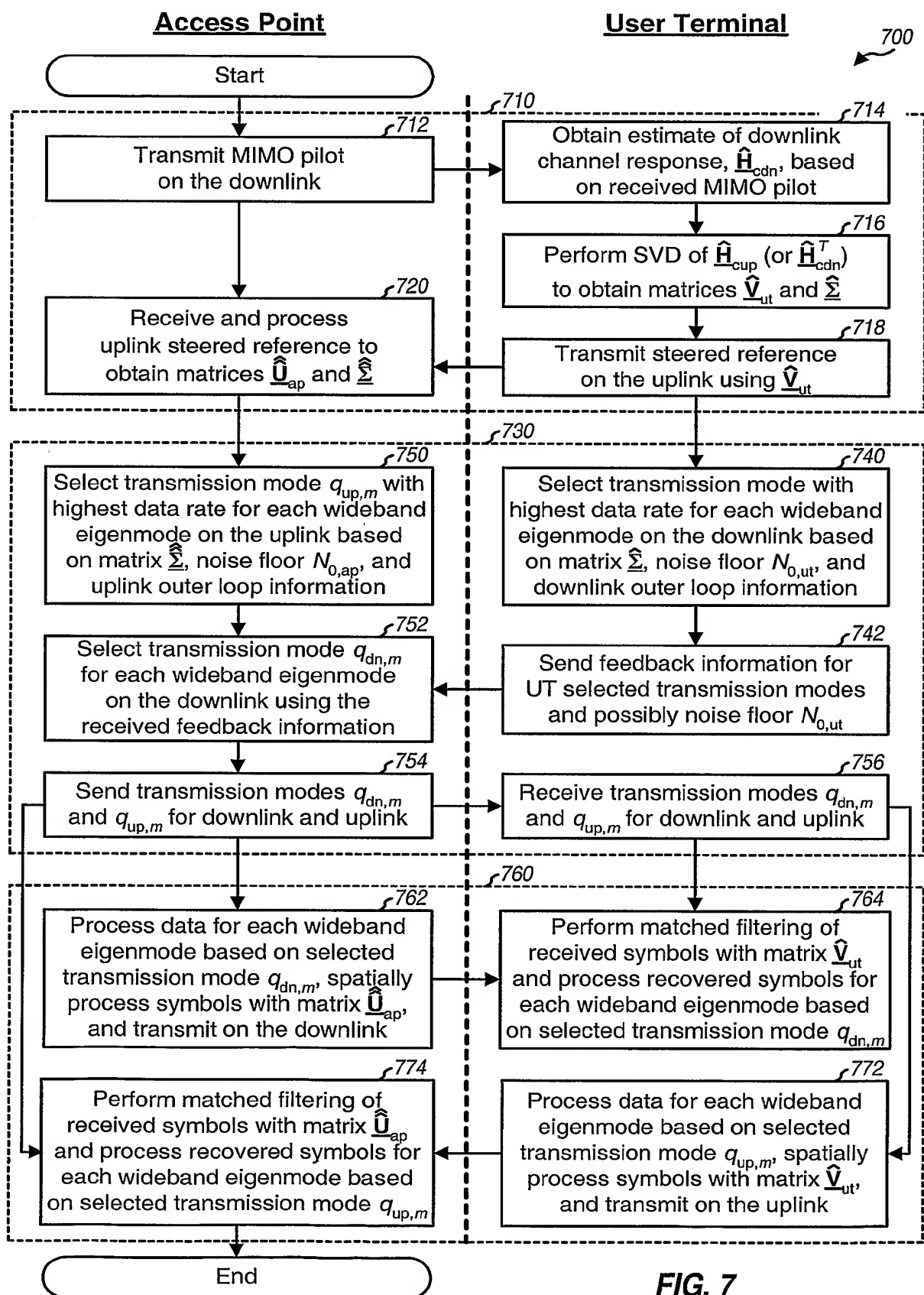


FIG. 7

7/12

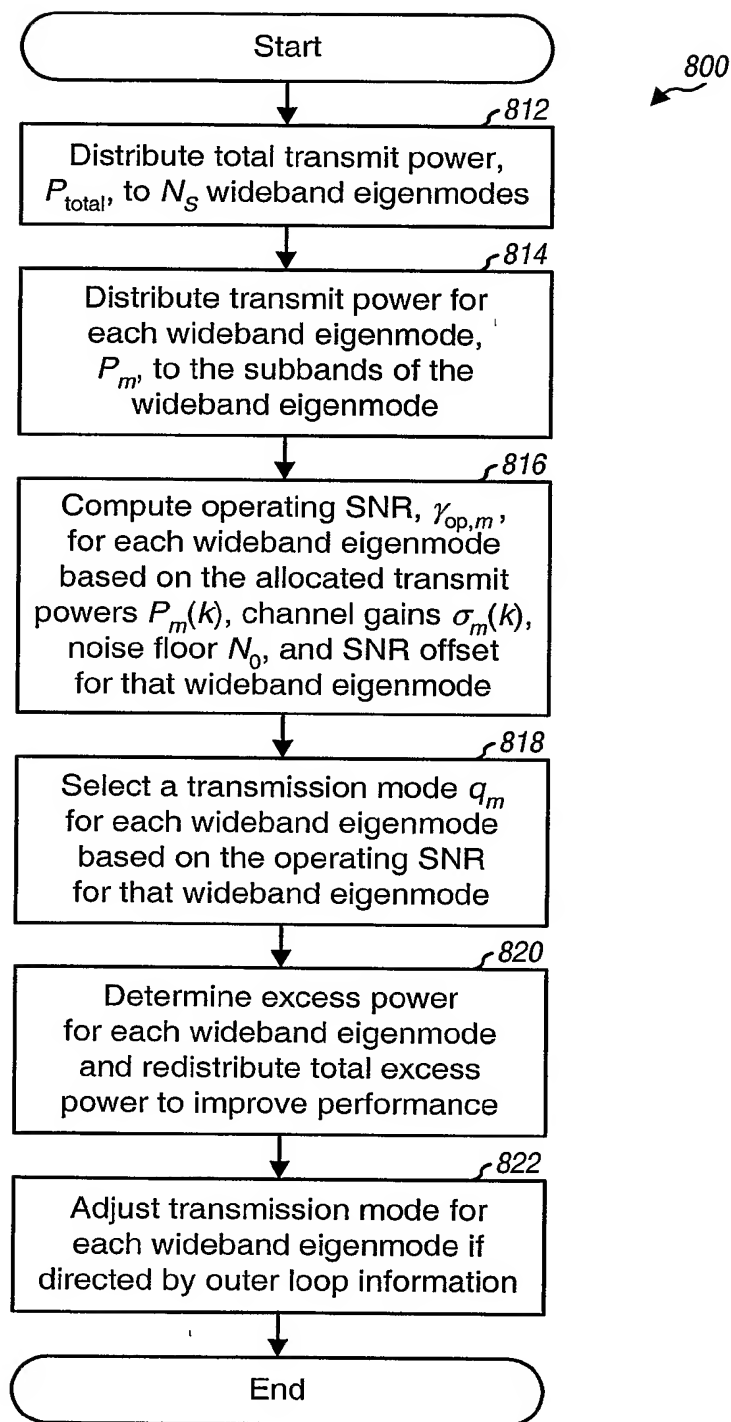
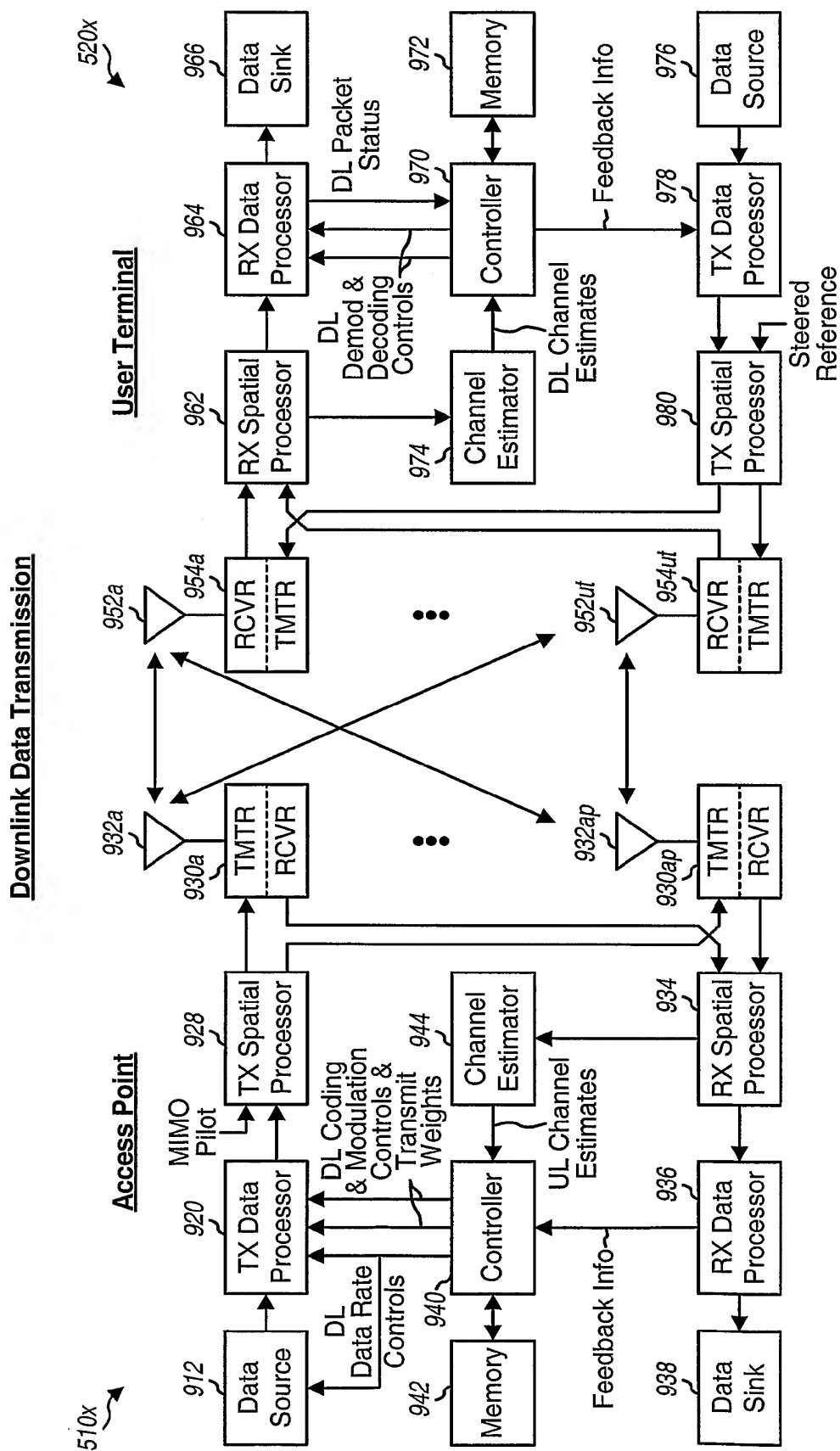
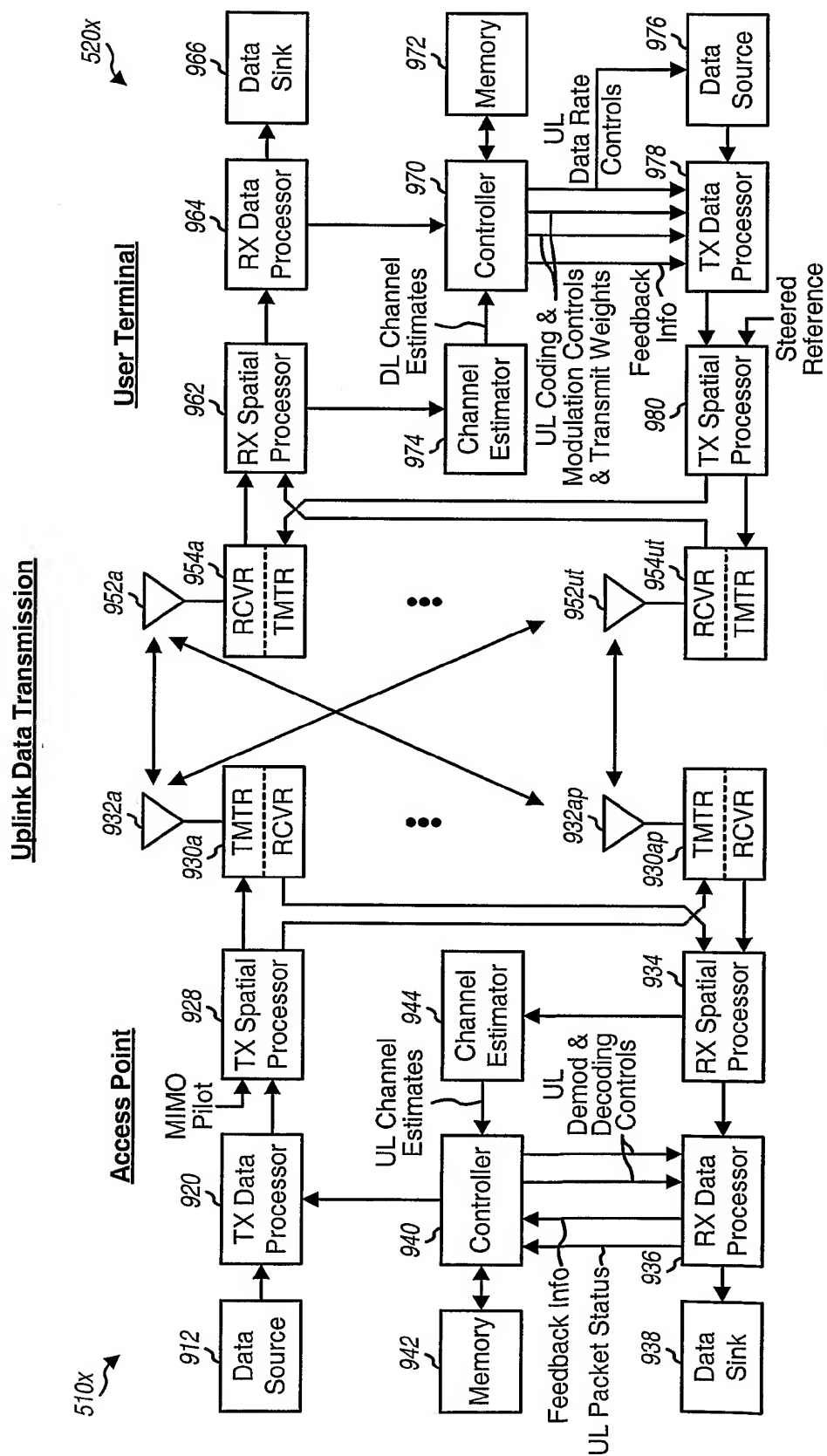


FIG. 8





**FIG. 9A**



**FIG. 9B**

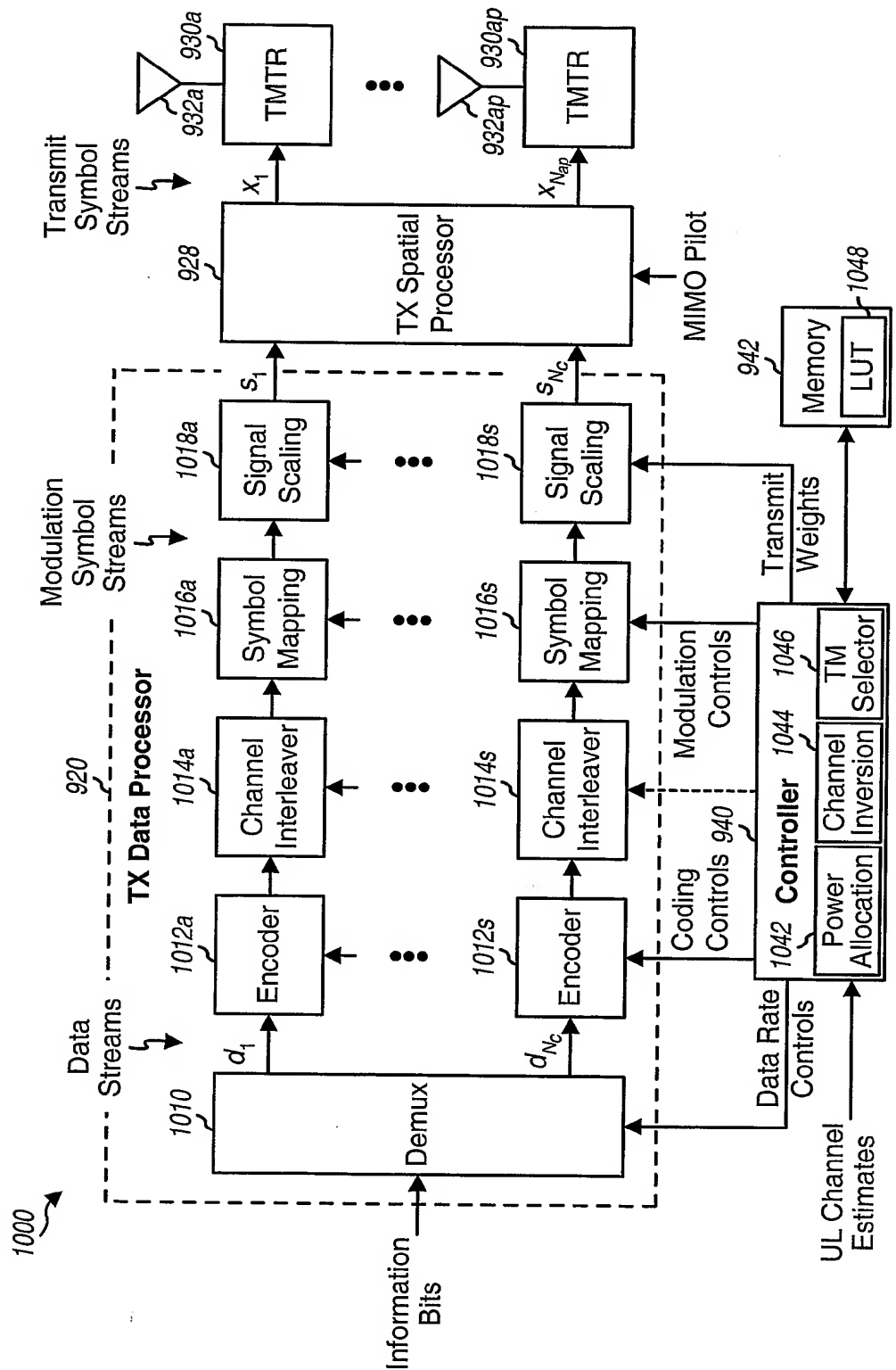


FIG. 10

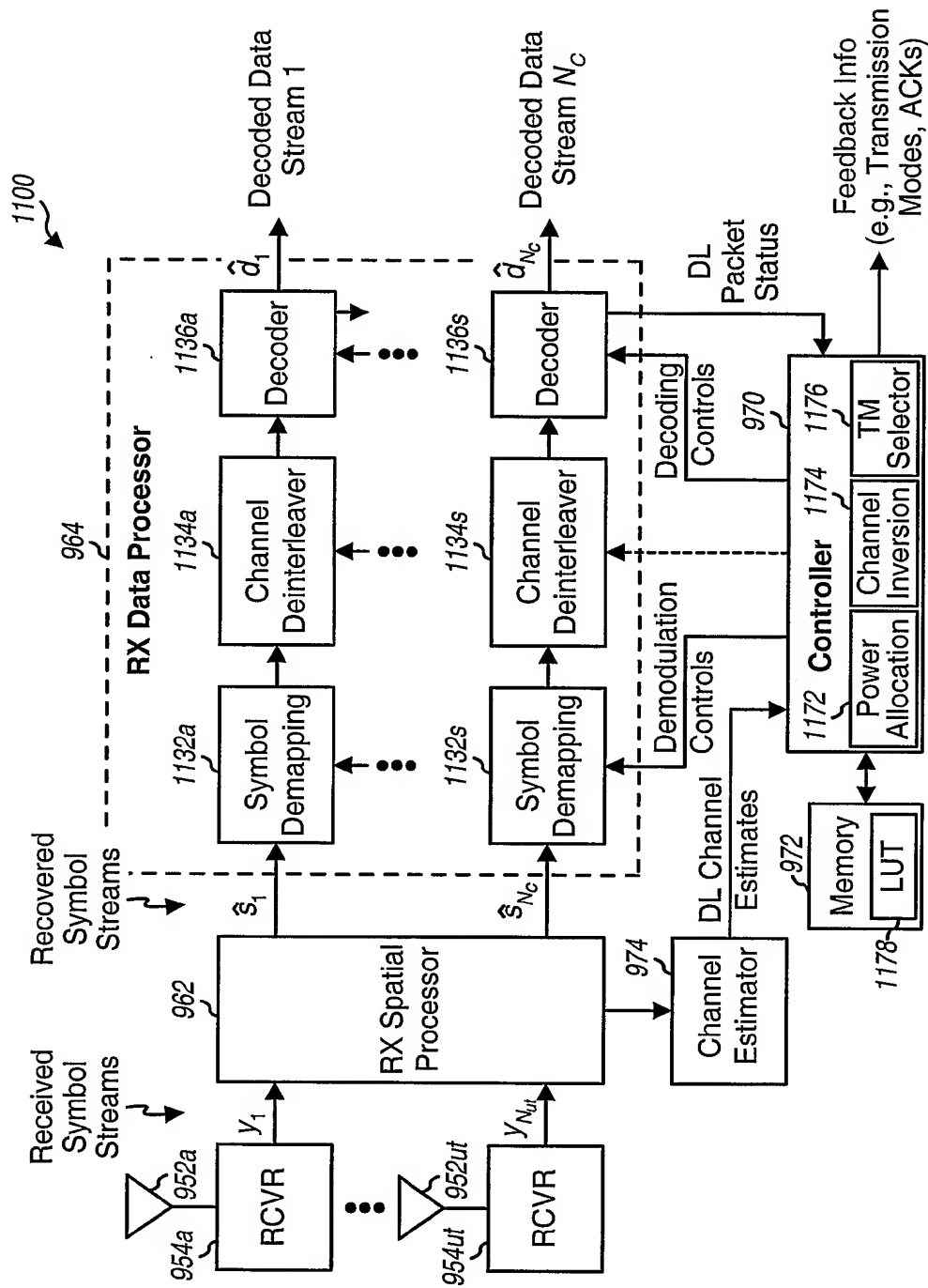


FIG. 11

